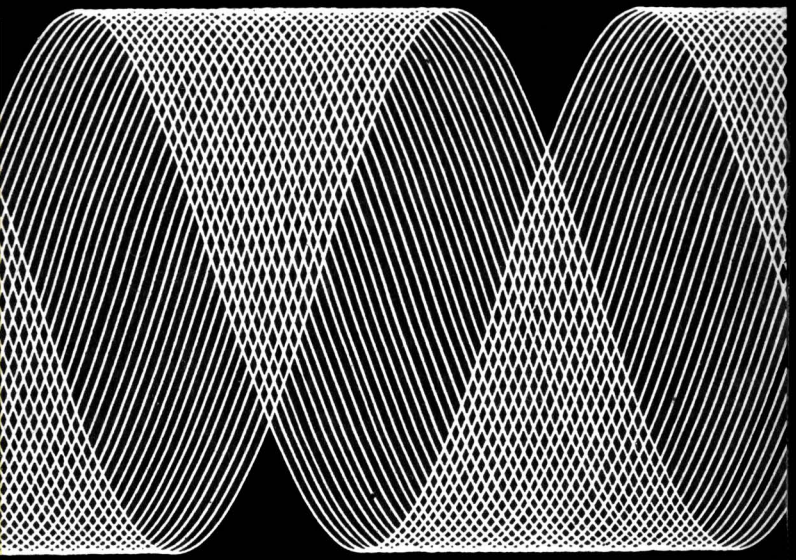
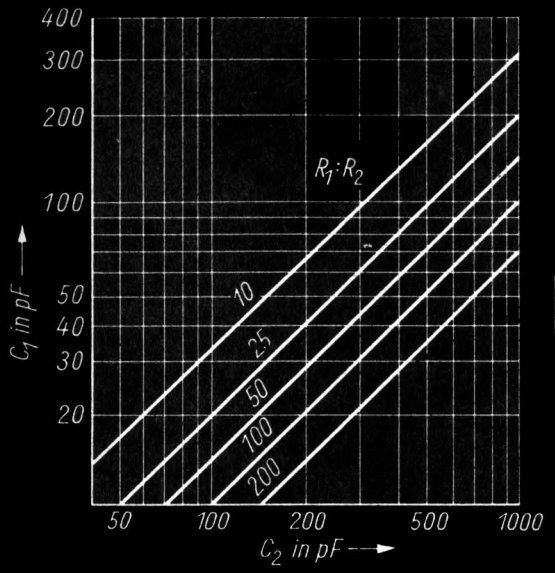
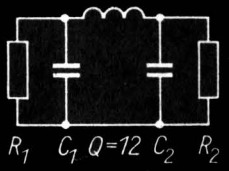
amateurreihe

electronica







Rolf Anders

152

Resonanzkreise, Bandpässe und Filter selbst berechnet

Teil 2

Leer

electronica · Band 152

ROLF ANDERS

Resonanzkreise, Bandpässe und Filter selbst berechnet

Teil 2

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1977, 1.—15. Tausend
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) — Berlin, 1977
Cheflektorat Militärliteratur
Lizenz-Nr. 5 · LSV 3539
Lektor: Wolfgang Hartmann
Zeichnungen: Gudrun Maraun
Typografie: Peter Mauksch
Hersteller: Michael Haase
Vorauskorrektor: Eva Plake . Korrektor: Gertraut Purfürst
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 13. 9. 1976
Bestellnummer: 745 901 1
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

3.	Zweikreisige Bandfilter	5
3.1.	Die Berechnung zweikreisiger Bandfilter	5
3.1.1.	Berechnung	8
3.1.2.	Beispiele	18
3.2.	Berechnung zweikreisiger Bandfilter mit Diagrammen	27
3.2.1.	Anwendung der Diagramme	40
3.2.2.	Beispiele	43
4.	Resonanzkreise im Höchstfrequenzgebiet	49
4.1.	Schwingkreise im UHF-Bereich	50
4.1.1.	Allgemeine Grundlagen	50
4.1.2.	Berechnung von Topfkreisen nach Tabellen	60
4.1.3.	Beispiele	68
4.1.4.	Berechnung angezapfter Leitungskreise mit Diagrammen	71
5.	Spezielle Anwendungen von Filterschaltungen	76
5.1.	Die Stromreinigerkette	76
5.2.	Resonanzdrosseln in Heizkreisen	78
5.3.	Das *Collins*-Filter	80
6.	Tabellenanhang	82
7.	Literatur und Quellenangabe	93

Teil 1 enthält folgende Abschnitte:

	Vorwort	3
1.	Schwingkreise	5
1.1.	Der Reihenschwingkreis	5
1.2.	Der Parallelschwingkreis	9
1.3.	Der Schwingkreis als Transformator	19
1.4.	Zusammenstellung der wichtigsten Schwingkreisgleichungen	22
1.5.	Die Bauelemente des Schwingkreises	25
1.6.	Beispiele	28
2.	Siebschaltungen	32
2.1.	Der Tiefpaß	32
2.2.	Der Hochpaß	36
2.3.	Steile Siebschaltungen	37
2.4.	Zusammenstellung der wichtigsten Gleichungen zur Berechnung von Hoch- und Tiefpässen	39
2.5.	Beispiele mit *Zobel*-Gliedern	39
2.6.	Berechnung von Hoch- und Tiefpässen mit Hilfe der Blindwiderstände	43
2.7.	Die Berechnung von Bandpässen und Bandsperren	50
2.8.	Die Berechnung von Bandpässen nach Tabellen	57

3. Zweikreisige Bandfilter

Die Theorie der Bandfilter ist sehr umfangreich und kann deshalb im Rahmen dieser Broschüre keinesfalls auch nur annähernd erschöpfend behandelt werden. Der an diesem Problem besonders interessierte Leser muß hierzu auf entsprechende Spezialliteratur zurückgreifen.
Das Anliegen dieses Abschnittes ist es, dem Amateur rechnerische Hilfsmittel in die Hand zu geben, die es ihm ermöglichen, auf einfache, schnelle und unkomplizierte Weise Bandfilter berechnen zu können. Da man hierzu teilweise Diagramme benutzt, ist natürlich der Genauigkeitsgrad der Rechenergebnisse geringer als bei rein rechnerischer Ermittlung der Filterdaten. Dieser Genauigkeitsgrad reicht jedoch für die Amateurpraxis völlig aus, da viele Störgrößen wie z. B. die Verlustfaktoren der Bauelemente und die parasitären Schaltkapazitäten vom Amateur ohnehin meßtechnisch kaum erfaßbar sind.
Die Berechnung von Bandfiltern erfolgt in Abschnitt 3.1. unter Benutzung bekannter Gleichungen, wobei bestimmte Ausgangsdaten für die Filterkonstruktion vorliegen müssen. In Abschnitt 3.2. werden unter Verwendung von Diagrammen Filter berechnet, bei denen sich die Ausgangsdaten meßtechnisch aus der Schaltung bestimmen lassen.

3.1. Die Berechnung zweikreisiger Bandfilter

Zweikreisige Bandfilter sind ein wichtiges Anwendungsgebiet von Schwingkreisschaltungen. Beim Bandfilter handelt es sich um eine Resonanzkreisanordnung mit zwei gekoppelten Schwingkreisen.
Die Aufgabe des Bandfilters besteht darin, aus einem Frequenzgemisch ein definiertes Frequenzband auszufiltern. Im vorliegenden Abschnitt werden zweikreisige Bandfilter be-

sprochen, die einen symmetrischen Aufbau aufweisen, bei denen also die beiden Kreiskapazitäten und Kreisinduktivitäten gleiche elektrische Daten aufweisen. Beide Schwingkreise stimmt man auf gleiche Resonanzfrequenz ab.

Die Kopplungsart:

Ein wichtiges Merkmal des Bandfilters ist die Art der Kopplung beider Schwingkreise. Es sind folgende Kopplungsarten möglich:

a) kapazitive Kopplung über eine Kopplungskapazität,
b) induktive Kopplung über eine Kopplungsinduktivität,
c) transformatorische Kopplung.

Für die Praxis der Empfängerschaltung haben die transformatorische und die kapazitive Kopplung die größte Bedeutung.
Bild 3.1 zeigt die Kopplungsmöglichkeiten der Schwingkreise bei zweikreisigen Bandfiltern. Die Kopplungsschaltung besteht aus einem Kapazitäts- bzw. Induktivitätsdreieck (Bild 3.1a und Bild 3.1d) oder einem Kapazitätsdreieck bzw. Induktivitätsdreieck (Bild 3.1b und Bild 3.1d). Die transformatorische Kopplung gemäß Bild 3.1e entspricht in der Ersatzschaltung der Schaltung nach Bild 3.1b.

In der überwiegenden Anzahl der Fälle wird von der transformatorischen Schaltung Gebrauch gemacht. Diese Kopplungsart weist den Vorteil auf, daß sich die Bandmittenfrequenz nicht verschiebt, wenn durch Veränderung des Kopplungsfaktors die Bandbreite verändert werden soll. Diese Tatsache ist besonders für Bandfilter mit veränderlicher Bandbreite von Bedeutung. Die Größe Kopplungsfaktor wird durch den Abstand der beiden Schwingkreisspulen bestimmt.

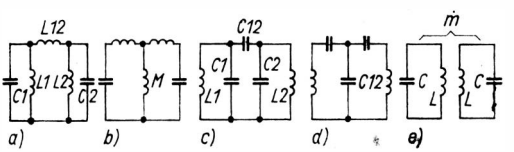


Bild 3.1 Kopplungsmöglichkeiten zweikreisiger Bandfilter

Der Kopplungsgrad:

Die Bandbreite eines Bandfilters hängt stark vom Kopplungsgrad der beiden Schwingkreise ab. Der Kopplungsgrad wird durch den Kopplungsfaktor k beschrieben. Man unterscheidet:

extrem loser Kopplung,	bei k = 0	bis 0,01;
loser Kopplung,	bei k = 0,01	bis 0,1;
fester Kopplung,	bei k = 0,1	bis 0,3;
extrem fester Kopplung,	bei k = 0,3	bis 0,5.

Der Einfluß des Kopplungsfaktors ist aus Bild 3.2 ersichtlich. Bei extrem loser Kopplung bildet sich eine Resonanzkurve gemäß Bild 3.2a aus. Diese Kurve weist ein scharf ausgeprägtes Resonanzmaximum auf. Die Bandbreite ist sehr schmal. Um so loser die Kopplung, desto niedriger die Spannung U_2. Mit fester werdender Kopplung steigt U_2 auf den Wert $U_{2\,max}$ an. Wird jetzt die Kopplung noch fester ausgelegt, so steigt U_2 nicht weiter an, sondern es tritt eine Verflachung der Resonanzkurve ein, wie man in Bild 3.2b erkennt. Die Bandbreite ist hier größer geworden. Die Kopplung, bei der die Spannung U_2 ihren Maximalwert erreicht, ohne daß hierbei eine Verflachung der Resonanzkurve eintritt, wird als *unterkritische* oder *optimale Kopplung* bezeichnet. Die Kopplung, bei der eine maximale Abflachung der Resonanzkurve auftritt, ohne daß sich bereits eine Einsattlung der Resonanzkurve zeigt, bezeichnet man als *kritische* oder *transitionale Kopplung*. Wird die Kopplung nun noch fester ausgelegt, so bildet sich eine doppelhöckrige Resonanzkurve aus, wie sie Bild 3.2c zeigt (*überkritische Kopplung*). Die beiden Kurvenhöcker liegen sym-

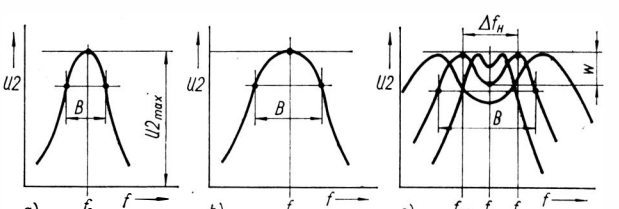


Bild 3.2 Einfluß des Kopplungsfaktors auf die Bandfilterdurchlaßkurve

metrisch zur Mittenfrequenz und weisen die Maximalhöhe $U_{2\,max}$ auf. Die Einsattlung zwischen den Höckern wird um so tiefer, je fester die Kopplung wird. Obwohl beide Schwingkreise des Filters gleiche Resonanzfrequenzen aufweisen, ergibt sich eine Doppelhöckrigkeit der Resonanzkurve des Filters. Auf diese zwar nicht so ohne weiteres verständliche, aber mathematisch erklärbare Erscheinung soll in diesem Rahmen verzichtet werden.

Die Speisung des Bandfilters:

Bei der Konstruktion von Bandfiltern ist man bestrebt, beim Übergang vom Durchlaß- zum Sperrbereich eine möglichst große Steilheit zu erreichen. Auf diese Weise werden die unmittelbar neben dem Durchlaßbereich liegenden Störfrequenzen unterdrückt. Die Filterwirkung des Bandfilters wird um so größer, je hochohmiger man die eingangs- und ausgangsseitige Belastung des Filters auslegt. Nicht immer steht aber ein hochohmiger Generator zur Verfügung. Bei niederohmiger Speisung des Filters muß deshalb die in Bild 3.3a gezeigte Schaltung gewählt werden.

3.1.1. Berechnung

In Bild 3.2a bis Bild 3.2c sind die drei Kopplungsarten dargestellt. Auf die optimale Kopplung wird hier nicht näher eingegangen, da sie für die Praxis der Empfängerschaltungstechnik keine größere Bedeutung hat. Derartig lose gekoppelte Bandfilter weisen keine guten Bandfiltereigenschaften auf. Weit größere Bedeutung haben die transitionale und vor allen Dingen die überkritische Kopplung. Die Einsattlung der

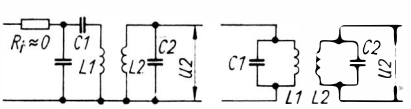


Bild 3.3 Bandfilterspeisung a — bei niederohmigem Generator b — bei hochohmigem Generator

Bandfilterdurchlaßkurve beim überkritisch gekoppelten Bandfilter bezeichnet man als Welligkeit w (in Prozent angegeben). Bei der Konstruktion überkritisch gekoppelter Bandfilter wird die Welligkeit meist vorgegeben.

Eine sehr wichtige Grundgröße für die Berechnung von Bandfiltern ist der Formfaktor F. Von ihm leitet man weitere wichtige Größen ab. Auf die Ableitung des Formfaktors sowie die von diesem abgeleiteten normierten Größen kann im Rahmen dieser Broschüre nicht näher eingegangen werden.

Der Formfaktor errechnet sich aus dem Wert der zugelassenen Welligkeit nach

$$F = \frac{w + 1}{2} (w + 1 + \sqrt{(w + 1)^2 - 1}) . \qquad (3.1)$$

F liegt im Bereich von 0,5 bis etwa 4. Bandfilter mit einem Wert von $F < 0{,}5$ weisen sehr schlechte Bandfiltereigenschaften auf und sollen deshalb unberücksichtigt bleiben.

Bei transitional gekoppeltem Filter ist die Welligkeit $w = 0$. Somit ergibt sich in Auswertung von Gl. (3.1) bei transitional gekoppelten Bandfiltern der Formfaktor zu $F = 0{,}5$. (3.2) Aus der Größe des Formfaktors lassen sich nun weitere normierte Rechengrößen ableiten.

Zunächst die normierte Grenzverstimmung Ω_g:

$\Omega_g = \pm \sqrt{2F - 1}$ (3.3) und die normierte Resonanzverstimmung

$\Omega_R = \frac{1}{2} \sqrt{4F - 1}$ (3.4). Bei induktiv gekoppelten Filtern gilt

$\Omega_R = -\frac{1}{2} \sqrt{4F - 1}$ (2.43) und die Höckerlage

$\Omega_H = \pm \sqrt{F - 0{,}5}$. (3.5)

Der Zusammenhang zwischen normierter Grenzverstimmung und Höckerlage wird durch

$$\Omega_g = \sqrt{2\,\Omega_H} \qquad (3.6)$$

ausgedrückt.

Die normierte Grenzverstimmung für transitional gekoppelte Filter beträgt

$\Omega_{gT} = 0{,}707$ und die normierte Resonanzverstimmung für transitional gekoppelte Filter

$$\Omega_{RT} = 0{,}5. \tag{3.7}$$

Weiterhin läßt sich aus dem Formfaktor der Kopplungsfaktor k nach

$$k = d\sqrt{4F - 1} \tag{3.8}$$

ableiten (d — Verlustfaktor). Setzt man bei transitionaler Kopplung in Gl. (3.8) $F = 0{,}5$ ein, so ergibt sich der Kopplungsfaktor bei transitionaler Kopplung aus der einfachen Beziehung

$$k_T = d\,. \tag{3.9}$$

Der Quotient aus der Kapazität und dem Leitwert wird mit τ bezeichnet. Er errechnet sich aus den Beziehungen

$$\tau = \frac{C}{G} = \frac{\omega_g}{\omega_g - \omega_m} = \frac{1}{\omega_m d}\,. \tag{3.10}$$

Der Leitwert der Kreise ergibt sich aus dieser Beziehung zu

$$G_1 = G_2 = G = \frac{C}{G}\,. \tag{3.11}$$

Berücksichtigt man weiterhin die Verlustfaktoren der Bauelemente der Schwingkreise ausgedrückt durch den Leitwert G_p'

$$G_p' = d\,\omega_m\,C\,. \tag{3.12}$$

Um den erforderlichen Leitwert G zu erreichen, kann es mitunter notwendig sein, den Kreis zusätzlich zu bedämpfen. Dies geschieht durch den Dämpfungswiderstand R_D

$$R_D = \frac{1}{G_1 - G_1'}\,. \tag{3.13}$$

Hierin ist G_1' der Leitwert unter Berücksichtigung von G_p und dem Leitwert des angeschlossenen Verstärkerelementes (Röhre).

Um auf der Sekundärseite des Filters ebenfalls den erforder-

lichen Leitwert G zu erreichen, muß man einen Dämpfungswiderstand vorsehen. Bei Röhrenverstärkern ist dies der Gitterwiderstand R_g. Er errechnet sich nach

$$R_g = \frac{1}{G_2 - G_p'} \cdot \tag{3.14}$$

Soll der Verlustfaktor bestimmt werden, so kann das nach der Beziehung

$$d = \frac{G}{\omega_m C} \tag{3.15}$$

geschehen.

Unter Berücksichtigung der parasitären Schaltkapazitäten errechnet sich die Frequenzverwerfung nach

$$\Delta f = \frac{\Delta C f_z}{2C} \cdot \tag{3.16}$$

Die Frequenzen des Bandfilters ergeben sich aus den Beziehungen:

Zunächst die Eigenfrequenz ω_o

$$\omega_o = \frac{\Omega_R}{\tau} + \omega_m \cdot \tag{3.17}$$

Die Höckerfrequenz ω_H

$$\omega_H = \frac{G\Omega_H}{C} \tag{3.18}$$

und $$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} \cdot \tag{3.19}$$

Der Höckerabstand ΔH

$$\Delta H = f_m \sqrt{k^2 - d^2}. \tag{3.20}$$

Die Bauelemente des Filters errechnen sich folgendermaßen: die Schwingkreisinduktivität

$$L_1 = L_2 = L = \frac{1}{C\,\omega_o^2} \cdot \tag{3.21}$$

Bei kapazitiver und induktiver Kopplung ergibt sich der Kopplungswiderstand zu

$$X_{12} = \frac{1}{\omega_m C_{12}} = \frac{1}{2G \cdot \Omega_R} \cdot \tag{3.22}$$

Daraus errechnet sich bei kapazitiver Kopplung die Kopplungskapazität

$$C_{12} = \frac{1}{\omega_m X_{12}} \tag{3.23}$$

und bei induktiver Kopplung die Kopplungsinduktivität

$$L_{12} = \frac{X_{12}}{\omega_m} \cdot \tag{3.24}$$

Bei transformatorischer Kopplung ergibt sich die Kopplungsinduktivität L′ mit guter Näherung zu

$$L' \approx \frac{L_{12}L}{L_{12} + L} \cdot \tag{3.25}$$

Die Bandbreite errechnet sich bei überkritischer Kopplung nach

$$B = f_m \sqrt{2(k^2 - d^2)} \tag{3.26}$$

und bei transitionaler Kopplung nach

$$B = 1{,}414 \cdot f_m d \,. \tag{3.27}$$

Die Verstärkung in der Mitte der Durchlaßkurve beträgt

$$v_m = \frac{SX_{12}}{1 + G^2X^2_{12}} \,; \tag{3.28}$$

mit S — Steilheit des Verstärkerelementes.

Im AM-Empfangsbereich von Rundfunkempfängern spielt der 9-kHz-Abstand eine große Rolle. Die Trennschärfe T eines Filters wird deshalb als das Verhältnis der Verstärkung in Bandmitte zur Verstärkung im 9-kHz-Abstand definiert. Es gilt somit

$$T = \frac{\sqrt{(F - \Omega_9^2)^2 + \Omega_9^2}}{F} \,. \tag{3.29}$$

Wobei die normierte Verstimmung Ω_9 sich nach

$$\Omega_9 = \tau(\omega_9 - \omega_m) \tag{3.30}$$

errechnet.

Die Verstärkung im 9-kHz-Abstand beträgt dann $v_9 = \frac{v_m}{T}$. (3.31)

Bei transitionaler Kopplung errechnet sich die Verstärkung in Bandmitte zu

$$v_{mT} = \frac{kS}{4GdF} \,. \tag{3.32}$$

In der nachfolgenden Tabelle sind alle Gleichungen zusammengestellt, die zur Berechnung von überkritisch und transitional gekoppelter zweikreisiger Bandfilter bei symmetrischem Aufbau erforderlich sind. Jede der angegebenen Gleichungen ist mit einer Kennziffer versehen. In dem der Tabelle folgenden Berechnungsschema sind die zur Errechnung des Filtertyps erforderlichen Gleichungen in der Reihenfolge des Rechenablaufes in der Form von Kennziffern angegeben. Die Reihenfolge und Auswahl der Gleichungen hängt natürlich von den vorgegebenen Ausgangsdaten, die zur Filterberechnung vorliegen, ab. Die Rechenschemen sind deshalb individuell zu jeder Aufgabenstellung zu erstellen. Ihre Aufstellung erfordert wenig Zeit, gestattet dafür eine übersichtliche Abwicklung des Rechenganges [8], [9], [10], [11], [12].

Tabelle 3.1
Gleichungszusammenstellung zur Berechnung von zweikreisigen Bandfiltern

Kennziffer:	Rechenergebnis:	Gleichung:	Bemerkung:
⟨1⟩	Formfaktor	$F = \frac{w+1}{2}\,(w + 1 + \sqrt{(w+1)^2 - 1})$	
			w = Welligkeit in %
⟨2⟩	Formfaktor	$F_T = 0{,}5$	
⟨3⟩	normierte Grenzverstimmung	$\Omega_g = \pm\sqrt{2F - 1} = \sqrt{2\Omega_H}$	
⟨4⟩	normierte Resonanzverstimmung	$\Omega_R = \frac{1}{2}\sqrt{4F - 1}$	
⟨5⟩	normierte Resonanzverstimmung bei induktiver Kopplung	$\Omega_R = -\frac{1}{2}\sqrt{4F - 1}$	
⟨6⟩	Lage der Höcker	$\Omega_H = \pm\sqrt{F - 0{,}5}$	
⟨7⟩	normierte Grenzverstimmung bei transitionaler Kopplung	$\Omega_{gT} = 0{,}707$	
⟨8⟩	normierte Resonanzverstimmung bei transitionaler Kopplung	$\Omega_{RT} = 0{,}5$	

⟨9⟩	Kopplungsfaktor	$k = d\sqrt{4F - 1}$	d — Verlustfaktor
⟨10⟩	Kopplungsfaktor bei transitionaler Kopplung	$k_T = d$	
⟨11⟩	Verknüpfung von C/G	$\tau = \frac{C}{G} = \frac{\omega\, g}{\omega_g - \omega_m} = \frac{1}{\omega_m d}$	
⟨12⟩	Kreisleitwert	$G_1 = G_2 = G = \frac{C}{\tau}$	
⟨13⟩	Verlustbehafteter Leitwert	$G_p' = d\,\omega_m C$	
⟨14⟩	Dämpfungswiderstand	$R_D = \frac{1}{G_1 - G_1'}$	
⟨15⟩	sekundärseitiger Widerstand (bei Röhrenschaltungen Gitterwiderstand)	$R_g = \frac{1}{G_2 - G_p'}$	G_2 — sekundärseitiger Leitwert
⟨16⟩	Verlustfaktor	$d = \frac{G}{\omega_m C}$	
⟨17⟩	Frequenzverwerfung	$\Delta f = \frac{\Delta C f_z}{2C}$	ΔC — parasitäre Kapazitäten f_z — Zwischenfrequenz
⟨18⟩	Eigenresonanzfrequenz	$\omega_0 = \frac{\Omega_R}{\tau} + \omega_m$	

⟨19⟩ Höckerkreisfrequenz $\omega_H = \frac{G\Omega_H}{C} + \omega_m$

⟨20⟩ Höckerfrequenz $f_H = \frac{\omega H}{2\pi}$

⟨21⟩ Höckerabstand $\Delta H = f_m \sqrt{k^2 - d^2}$

⟨22⟩ Kopplungswiderstand $X_{12} = \frac{1}{\omega_m C_{12}} = \frac{1}{2G\Omega_R}$

⟨23⟩ Kopplungskapazität $C_{12} = \frac{1}{\omega_m X_{12}}$

⟨24⟩ Kopplungsinduktivität $L_{12} = \frac{X_{12}}{\omega_m}$

⟨25⟩ Kopplungsinduktivität bei transformatorischer Kopplung $L' \approx \frac{L_{12}L}{L_{12} + L}$

⟨26⟩ Bandbreite $B = f_m \sqrt{2(k^2 - d^2)}$

⟨27⟩ Bandbreite bei transitionaler Kopplung $B_T = 1{,}414\, f_m d$

⟨28⟩ Verstärkung in Mitte der Durchlaßkurve $v_m = \frac{S X_{12}}{1 + G^2 X_{12}^2}$

⟨29⟩ Trennschärfe $T = \frac{\sqrt{(F - \Omega_g^2)^2 + \Omega_g^2}}{F}$

⟨30⟩ Verstärkung im 9-kHz-Abstand $v_9 = \frac{v_m}{T}$

⟨31⟩ normierte Verstimmung $\Omega_9 = \tau\,(\omega_9 - \omega_m)$

⟨32⟩ Verstärkung in Mitte der Durchlaßkurve bei transitionaler Kopplung $v_{mT} = \frac{kS}{4GdF}$

⟨33⟩ Kreisinduktivität $L_1 = L_2 = L = \frac{1}{C\,\omega_0^2}$

⟨34⟩ Kreisinduktivität bei transformatorischer Kopplung $L_1 = L_2 = L = \frac{1}{\omega_m^2\,C}$

Tabelle 3.2 Schema zur Berechnung eines zweikreisig überkritisch gekoppelten Bandfilters

Reihenfolge der Kennziffern:

kapazitive Kopplung	induktive Kopplung	transformatorische Kopplung
⟨1⟩	⟨1⟩	⟨1⟩
⟨3⟩	⟨3⟩	⟨3⟩
⟨4⟩	⟨5⟩	⟨4⟩
⟨6⟩	⟨6⟩	⟨6⟩
⟨11⟩	⟨11⟩	⟨11⟩
⟨12⟩	⟨12⟩	⟨12⟩
⟨13⟩	⟨13⟩	⟨13⟩
⟨14⟩	⟨14⟩	⟨16⟩
⟨15⟩	⟨15⟩	⟨14⟩
⟨17⟩	⟨17⟩	⟨15⟩
⟨18⟩	⟨18⟩	⟨17⟩
⟨19⟩	⟨19⟩	⟨18⟩
⟨20⟩	⟨20⟩	⟨19⟩
⟨22⟩	⟨22⟩	⟨34⟩
⟨23⟩	⟨24⟩	⟨9⟩
⟨33⟩	⟨33⟩	⟨21⟩
⟨28⟩		⟨32⟩
⟨31⟩		⟨31⟩
⟨29⟩		⟨29⟩
⟨30⟩		⟨30⟩

3.1.2. Beispiele

Im Rahmen dieses Abschnittes wird nun an zwei Beispielen die Anwendung der Gleichungen demonstriert.

1. Beispiel
Es soll ein zweikreisiges überkritisch gekoppeltes Bandfilter berechnet werden. Vorgegeben sind:

a) Zwischenfrequenz $f_z = 470$ kHz
b) Bandbreite $B = 8$ kHz
c) zugelassene Welligkeit $w = 20$ %
d) Kreiskapazität $C_1 = C_2 = C = 200$ pF
e) Schaltkapazitäten 0,1 pF
f) Verlustfaktor der Einzelkreise $d = 4 \cdot 10^{-3}$
g) Röhreninnenwiderstand primärseitig $R_i = 2$ MΩ
h) Röhrensteilheit $S = 2{,}2$ mAV^{-1}

Die Filterdaten sind für 1. kapazitive Kopplung,
2. induktive Kopplung,
3. transformatorische Kopplung
zu berechnen.

Lösung:

Aus der Aufgabenstellung lassen sich sofort nachstehende Werte ableiten.

$f_z = f_m = 470$ kHz
$f_{g2} = 470$ kHz $- 4$ kHz $= 466$ kHz
$f_{g1} = 470$ kHz $+ 4$ kHz $= 474$ kHz

Daraus errechnet sich:

$\omega_m = 2951600$ s^{-1}
$\omega_{g2} = 2926480$ s^{-1}
$\omega_{g1} = 2976720$ s^{-1}.

Die Berechnung der einzelnen Bandfilterdaten erfolgt nun in der Reihenfolge der Rechenschemen. Zur Verdeutlichung wird jeder Gleichung die Gleichungskennziffer vorgesetzt.

Zunächst erfolgt die Berechnung für das kapazitiv gekoppelte Filter:

⟨1⟩ Formfaktor F

$$F = \frac{w+1}{2}\left[w + 1 + \sqrt{(w+1)^2 - 1}\right] = \frac{0{,}2+1}{2}$$

$$(0{,}2 + 1 + \sqrt{1{,}2^2 - 1}) = 1{,}12\,.$$

⟨3⟩ Normierte Grenzverstimmung Ω_g

$$\Omega_g = \pm\sqrt{2F - 1} = \pm\sqrt{2{,}24 - 1} = 1{,}113\,.$$

⟨4⟩ Normierte Resonanzverstimmung Ω_R

$$\Omega_R = \frac{1}{2}\sqrt{4F - 1} = \frac{1}{2}\sqrt{(4 \cdot 1{,}12) - 1} = 0{,}933\,.$$

⟨6⟩ Höckerlage Ω_H

$$\Omega_H = \pm\sqrt{F - 0{,}5} = \pm\sqrt{1{,}12 - 0{,}5} = 0{,}787\,.$$

⟨11⟩ Verknüpfungsquotient τ

$$\tau = \frac{C}{G} = \frac{\omega_g}{\omega_g - \omega_m} = \frac{1{,}11\,6}{\pm 2 \cdot \pi \cdot 4000\ \mathrm{s^{-1}}} = 44{,}4 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{s}\,.$$

⟨12⟩ Kreisleitwert G

$$G = \frac{C}{\tau} = \frac{200 \cdot 10^{-12}\ \mathrm{F}}{44{,}4 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{s}} = 4{,}504\ \mu\mathrm{S}\,.$$

⟨13⟩ Verlustbehafteter Leitwert G_p'

$$G_p' = d \cdot \omega_m \cdot C = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 2{,}95 \cdot 10^6\ \mathrm{s^{-1}} \cdot 200 \cdot 10^{-12}\ \mathrm{F} = 2{,}36\ \mu\mathrm{S}\,.$$

⟨14⟩ Dämpfungswiderstand R_D.

Unter Berücksichtigung des Röhreninnenwiderstandes $R_i = 2\ \mathrm{M\Omega}$ entsprechend 0,5 μS erhält man für G_1' einen Wert von $G_1' = 2{,}36\ \mu\mathrm{S} + 0{,}5\ \mu\mathrm{S} = 2{,}86\ \mu\mathrm{S}$. Laut ⟨12⟩ sind aber 4,504 μS erforderlich. Der Kreis muß also noch zusätzlich durch einen Dämpfungswiderstand bedämpft werden:

$$R_D = \frac{1}{G_1 - G_1'} = \frac{1}{4{,}504\ \mu\mathrm{S} - 2{,}86\ \mu\mathrm{S}} = \frac{1}{1{,}644\ \mu\mathrm{S}} = 608\ \mathrm{k\Omega}\,.$$

⟨15⟩ Gitterwiderstand sekundärseitig R_g

$$R_g = \frac{1}{G_2 - G_p'} = \frac{1}{4{,}504\ \mu\mathrm{S} - 2{,}36\ \mu\mathrm{S}} = \frac{1}{2{,}144\ \mu\mathrm{S}} = 466\ \mathrm{k\Omega}\,.$$

⟨17⟩ Frequenzverwerfung Δf

$$\Delta f = \frac{\Delta C\, f_z}{2C} = \frac{0{,}1 \cdot 10^{-12}\ \mathrm{F} \cdot 470 \cdot 10^3\ \mathrm{Hz}}{2 \cdot 200 \cdot 10^{-12}\ \mathrm{F}} = 117{,}5\ \mathrm{Hz}.$$

⟨18⟩ Eigenresonanzfrequenz ω_o

$$\omega_o = \frac{\Omega_R}{\tau} + \omega_m = \frac{0{,}927}{44{,}4 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s}} + 2{,}95 \cdot 10^6\,\mathrm{s}^{-1}$$

$$= 2{,}9709 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s}^{-1}\,;$$

daraus $f_o = 473$ kHz.

⟨19⟩ Höckerkreisfrequenz ω_H

$$\omega_H = \frac{G\,\Omega_H}{C} + \omega_m = \frac{\Omega_H}{\tau} + \omega_m = \frac{0{,}786}{44{,}4 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s}}$$

$$+ 2{,}97 \cdot 10^6\,\mathrm{s}^{-1}\quad \omega_H = (2{,}97 \pm 0{,}0177) \cdot 10^6\,\mathrm{s}^{-1}.$$

⟨20⟩ Höckerfrequenz f_H

$$f_H = \frac{\omega_H}{2\,\pi} = \frac{2{,}95 \cdot 10^6\ \mathrm{s}^{-1}}{6{,}28} \pm \frac{0{,}0177 \cdot 10^6\,\mathrm{s}^{-1}}{6{,}28}$$

$$= 470\ \mathrm{kHz} \pm 2{,}82\ \mathrm{kHz}.$$

⟨22⟩ Kopplungswiderstand X_{12}

$$X_{12} = \frac{1}{2G \cdot \Omega_R} = \frac{1}{2 \cdot 4{,}504 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s} \cdot 0{,}927} = 120\,\mathrm{k}\Omega\,.$$

⟨23⟩ Kopplungskapazität C_{12}

$$C_{12} = \frac{1}{\omega_m\ X_{12}} = \frac{1}{2{,}95 \cdot 10^6\,\mathrm{s}^{-1} \cdot 120 \cdot 10^3\,\Omega} = 2{,}8\,\mathrm{pF}\,.$$

⟨33⟩ Induktivität L_1 und L_2

$$L_1 = L_2 = \frac{1}{C \cdot \omega_o^2} = \frac{1}{200 \cdot 10^{-12}\,\mathrm{F} \cdot 2{,}97^2 \cdot 10^{12}\ \mathrm{s}^{-2}}$$

$$= 566\ \mu\mathrm{H}\,.$$

⟨28⟩ Verstärkung in Durchlaßmitte v_m

$$v_m = \frac{SX_{12}}{1 + G^2X^2_{12}} = S \cdot \frac{120 \cdot 10^3\,\Omega}{1 + 4{,}504^2 \cdot 10^{-12}\Omega^{-2} \cdot 120^2 \cdot 10^6 \cdot \Omega^2}$$

$$= 903.$$

⟨31⟩ Normierte Verstimmung Ω_9

$$\Omega_9 = \tau\,(\omega_q - \omega_m) = 44{,}4 \cdot 10^{-6}\,s \cdot 2 \cdot 3{,}14 \cdot 9000\,s^{-1}$$
$$= 2{,}51.$$

⟨29⟩ Trennschärfe T

$$T = \frac{\sqrt{(F-\Omega)^2+\Omega^2}}{F} = \frac{\sqrt{(1{,}12-2{,}51^2)^2+2{,}51^2}}{1{,}12}$$
$$= 175{,}7\,.$$

⟨30⟩ Verstärkung im 9-kHz-Abstand v_9

$$v_9 = \frac{v_m}{T} = \frac{903}{5{,}14} = 175{,}7\,.$$

Damit sind alle Werte des kapazitiv gekoppelten Filters bestimmt. Es erfolgt nunmehr die Berechnung des induktiv gekoppelten Filters.

Die Gleichungen werden hier wie im vorigen Beispiel in der Reihenfolge: ⟨1⟩, ⟨3⟩, ⟨5⟩, ⟨6⟩, ⟨11⟩, ⟨12⟩, ⟨13⟩, ⟨14⟩, ⟨15⟩, ⟨17⟩ berechnet.

⟨18⟩ Eigenresonanzfrequenz ω_o

$$\omega_o = \frac{\Omega_R}{\tau} + \omega_m = \frac{-\,0{,}927}{44{,}4 \cdot 10^{-6}\,s} + 2{,}95 \cdot 10^6\,s^{-1}$$
$$= 2{,}97 \cdot 10^6\,s^{-1},$$

bzw. $f_o = 473$ kHz .

Die Abstimmfrequenz ändert somit ihre Lage!

Es folgen die Gleichungen mit den Kennziffern ⟨19⟩, ⟨20⟩ und ⟨22⟩.

⟨24⟩ Kopplungsinduktivität L_{12}

$$L_{12} = \frac{X_{12}}{\omega_m} = \frac{120 \cdot 10^3\,\Omega}{2{,}95 \cdot 10^6\ s^{-1}} = 40{,}7\ \text{mH}\,.$$

Es folgen nunmehr wiederum unverändert ⟨28⟩, ⟨29⟩, ⟨30⟩, ⟨31⟩.

⟨33⟩ Kreisinduktivität

$$L_1 = L_2 = \frac{1}{C\,\omega_o^2} = \frac{1}{2{,}97^2 \cdot 10^{12}\ s^{-2} \cdot 200 \cdot 10^{-12}\ F}$$

$$= 567\ \mu H\,.$$

Somit sind auch alle Werte des induktiv gekoppelten Filters berechnet.

Es folgt die Berechnung des transformatorisch gekoppelten Filters.

Die Berechnung erfolgt mit den Gleichungen ⟨1⟩, ⟨3⟩, ⟨4⟩, ⟨6⟩, ⟨11⟩, ⟨12⟩, ⟨13⟩.

⟨16⟩ Verlustfaktor d

Es ist der erforderliche Verlustfaktor d′ zu berechnen:

$$d' = \frac{G}{\omega_m \cdot C} = \frac{4{,}504 \cdot 10^{-6}\ S}{2{,}95 \cdot 10^6\,s^{-1} \cdot 200 \cdot 10^{-12}\ F} = 7{,}6 \cdot 10^{-3}\,.$$

Da laut Aufgabenstellung der Verlustfaktor nur eine Größe von $d = 4 \cdot 10^{-3}$ aufweist, müssen die Kreise bedämpft werden. Die Summen der Wirkleitwerte des Kreises G_k, der Röhre G_i und des Dämpfungswiderstandes R_D müssen gleich dem errechneten Gesamtleitwert G sein. Es gilt $G = G_k + G_i + G_D = 4{,}504 \cdot 10^{-6}\ S$.

G_k errechnet sich aus

$$G_k = dC\,\omega_m = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 200 \cdot 10^{-12}\,F \cdot 2{,}95 \cdot 10^6\,s^{-1}$$

$$= 2{,}36 \cdot 10^{-6}\ s\,.$$

$$G_i = \frac{1}{R_i} = \frac{1}{2 \cdot 10^6\,\Omega} = 0{,}5 \cdot 10^{-6}\ S\,.$$

⟨14⟩ Dämpfungswiderstand

G_D ergibt sich zu $G_D = G - G_k - G_i$,

$G_D = (4{,}504 - 2{,}36 - 0{,}5) \cdot 10^{-6}\ S = 1{,}644 \cdot 10^{-6}\ S$;

somit $R_D = 608\ k\Omega$;

es folgt Gl. ⟨15⟩ und dann ⟨17⟩, ⟨18⟩, ⟨19⟩.

⟨34⟩ Kreisinduktivität

$$L_1 = L_2 = \frac{1}{\omega_m^2 C} = \frac{1}{2{,}95^2 \cdot 10^{12}\ s^{-2} \cdot 200 \cdot 10^{-12}\ F}$$

$$= 575\ \mu H.$$

⟨9⟩ Kopplungsfaktor k
Der Kopplungsfaktor

$$k = d' \sqrt{4F - 1} = 7{,}6 \cdot 10^{-3} \sqrt{4 \cdot 1{,}12 - 1} = 1{,}42\ \% .$$

⟨21⟩ Höckerabstand H

$$\Delta H = f_m \sqrt{k^2 - d^2} = 470 \cdot 10^3\ \text{Hz} \sqrt{0{,}014^2 - 0{,}0076^2}$$
$$= 5{,}5\ \text{kHz} .$$

⟨32⟩ Verstärkung in Durchlaßmitte v_m

$$v_m = \frac{kS}{4GdF} = S \cdot \frac{0{,}0142}{4 \cdot 4{,}504 \cdot 10^{-6}\ S \cdot 7{,}6 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}12}$$
$$= S \cdot 893 \cdot 10^3\ \Omega = 2{,}2 \cdot 10^{-3}\ AV^{-1} \cdot 893 \cdot 10^3\ \Omega$$
$$= 203 .$$

⟨31⟩ Normierte 9-kHz-Verstimmung wie im ersten Beispiel.
⟨29⟩ Die Trennschärfe T wie im ersten Beispiel.
⟨30⟩ Verstärkung im 9-kHz-Abstand v_9

$$v_9 = \frac{v_m}{T} = \frac{203}{5{,}14} = 39{,}5 .$$

Somit sind auch für diese Kopplungsart alle Werte bestimmt.

Untersuchung der Ergebnisse

Bild 3.4 und Bild 3.5 zeigen die Durchlaßkurven des magnetisch gekoppelten Filters (Bild 3.5) und die Durchlaßkurve des kapazitiv bzw. induktiv gekoppelten Filters (Bild 3.4). Die Schaltung des kapazitiv gekoppelten Filters zeigt Bild 3.6 und die des induktiv gekoppelten Filters Bild 3.7.

Betrachtet man die Ergebnisse dieser drei Filterberechnungen, so muß man feststellen, daß alle drei Filtertypen eine für die Praxis völlig unzureichende Trennschärfe aufweisen.

In der Praxis werden meist Trennschärfen > 30 benötigt. Betrachtet man nun die Gleichung

$$T = \frac{\sqrt{(F - \Omega^2)^2 + \Omega^2}}{F} ,$$

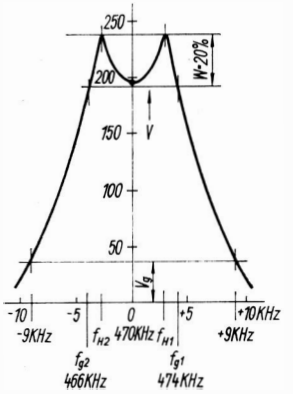


Bild 3.4
Durchlaßkurve eines kapazitiv gekoppelten Filters gemäß Beispiel

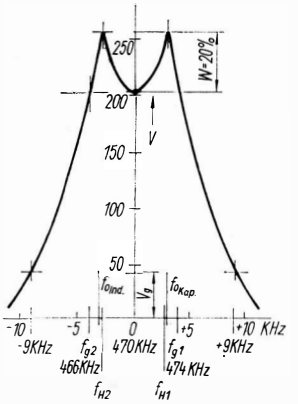


Bild 3.5
Durchlaßkurve eines magnetisch gekoppelten Filters gemäß Beispiel

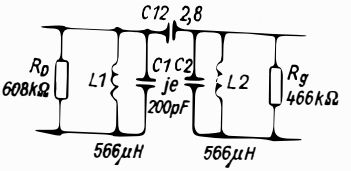


Bild 3.6
Bandfilterschaltung zum Beispiel

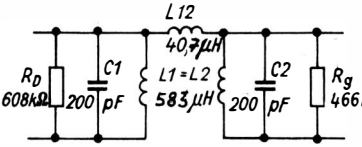


Bild 3.7
Bandfilterschaltung zum Beispiel

so stellt man fest, daß mit beiden Größen, F als auch Ω_9/T beeinflußbar sind. Um eine möglichst große Trennschärfe zu erhalten, müßte der Faktor F verkleinert und Ω_9 vergrößert werden. Eine Verkleinerung von F ist nur bis zum Wert 0,5 sinnvoll. Das Filter würde also auf transitionale Kopplung umgestellt. Dabei wird natürlich die Bandbreite wesentlich geringer.

Aus der Beziehung $\Omega_9 = \tau(\omega_9 - \omega_m)$ kann man ersehen, daß in dieser Gleichung nur τ beeinflußt werden kann. τ muß man also vergrößern, und es ergibt sich aus der Beziehung $\tau = \frac{C}{G}$.

Es liegt nun der Gedanke nahe, C zu vergrößern. Setzt man aber $\tau = \frac{C}{G} = \frac{C}{d\,\omega_m C} = \frac{1}{d\,\omega_m}$, so erkennt man, daß C keinen Einfluß auf die Flankensteilheit des Filters hat. Lediglich die Größe des Verlustfaktors d ist beeinflußbar. Im Falle der transformatorischen Kopplung beträgt $d' = 7{,}6 \cdot 10^{-3}$. Gelingt es, d auf einen Wert von $5 \cdot 10^{-3}$ zu bringen (besonders verlustarme Bauelemente und sehr hochohmige Filterbelastung), dann ergibt sich τ zu:

$$\tau = \frac{1}{\omega_m d} = \frac{1}{2{,}95 \cdot 10^6\ s^{-1} \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 68 \cdot 10^6\ s$$

und daraus Ω_9 zu:

$$\Omega_9 = \tau\,(\omega_q - \omega_m) = 68 \cdot 10^{-6}\ s \cdot 6{,}28 \cdot 9000\ s^{-1} = 3{,}84$$

und die Trennschärfe T

$$T = \frac{\sqrt{(F - \Omega_9^2)^2 + \Omega_9^2}}{F} = \frac{\sqrt{(0{,}5 - 3{,}84^2)^2 + 3{,}84^2}}{0{,}5}$$

$$\approx 29\,.$$

Die Trennschärfe steigt somit auf etwa den 4fachen Wert an, wogegen die Bandbreite nach

$$B = 1{,}414,\ f_m d = 1{,}414 \cdot 470 \cdot 10^3\ \text{Hz} \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 3{,}322\ \text{kHz}$$

auf 30 % abfällt.

Selbstverständlich sind somit noch nicht alle Werte des transitional gekoppelten Filters berechnet. Hierzu müßten noch alle anderen Werte, deren Größe F und d beeinflussen, berechnet werden.

Zusammenfassend kann man zum Abschnitt 3.1. feststellen, daß die Berechnung von symmetrischen zweikreisigen Bandfiltern auch ohne ein tieferes Eindringen in die Theorie der Bandfilter mit einfachen mathematischen Beziehungen möglich ist. Es wurden Beispiele kapazitiv, induktiv und transformatorisch gekoppelter Bandfilter berechnet. Man sollte sich aber einige grundsätzliche Eigenschaften von Bandfiltern einprägen.

Bei der transformatorischen Kopplung fällt die Bandmittenfrequenz f_m mit der Resonanzfrequenz der Einzelkreise f_o zusammen.

Bei kapazitiver und induktiver Kopplung weichen f_m und f_o voneinander ab. Bei kapazitiver Kopplung liegt f_o oberhalb und bei induktiver Kopplung unterhalb von f_m.

Auf die Berechnung von Bandfiltern mit angezapften Induktivitäten und Diodenbandfiltern konnte im Rahmen dieser Broschüre nicht eingegangen werden.

3.2. Berechnung zweikreisiger Bandfilter mit Diagrammen

Es sind nur transformatorisch gekoppelte Filter berücksichtigt. Zur Berechnung werden direkt meßbare Betriebsgrößen des Bandfilters herangezogen. Bei den Größen handelt es sich um die Gesamtbreite des Filters sowie um die Betriebsbandbreiten der Einzelkreise und deren Resonanzwiderstände. Es lassen sich mit diesen Diagrammen auch Filter mit unter-

schiedlichen Betriebsbandbreiten der Einzelkreise, also unsymmetrisch aufgebaute Filter berechnen. Die Diagramme lassen sich auf überkritisch, transitional und optimal gekoppelte Filter anwenden. Wie in Abschnitt 3.1. deutlich wurde, sind zur Berechnung von Filtern einige Ausgangsdaten unbedingt erforderlich, auf denen die Berechnung aufbaut. In der überwiegenden Zahl der Fälle werden benötigt: Bandmittenfrequenz, Kreiskapazität oder Kreisinduktivität, Kopplungsfaktor und der Verlustfaktor der Kreise bzw. deren Güte. Diese Größen sind teilweise nicht unmittelbar in der Schaltung meßbar. Aus der Schaltung können jedoch bestimmt werden: a) Gesamtbandbreite des Filters, b) Bandbreite der Einzelkreise, c) Resonanzwiderstände der Einzelkreise. Die üblichen Berechnungsunterlagen werden nun so umgestellt, daß sie nur noch die in der Schaltung meßbaren Größen enthalten. Diese lassen sich leicht normieren und in Diagrammen darstellen.

Die allgemeinen Gleichungen des Bandfilters

Bekanntlich muß das in der Schaltung arbeitende Filter zusammen mit den angeschalteten Verstärkerelementen betrachtet werden. Bild 3.8 zeigt die Ersatzschaltung einer neutralisierten Verstärkerstufe. Darin sind: R_p — Resonanzwiderstand des Primärkreises, R_s — Resonanzwiderstand des Sekundärkreises, R_i — Innenwiderstand des Verstärkerelementes, R_e — Eingangswiderstand des nachgeschalteten Verstärkerelementes, C_p — Kreiskapazität des Primärkreises einschließlich der Spulenkapazität, C_s — Kreiskapazität des Sekundär-

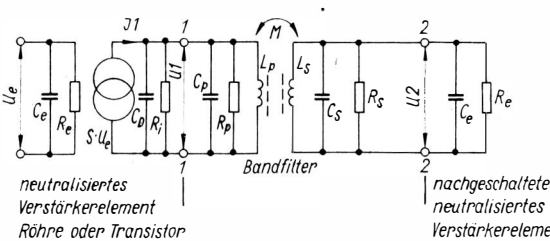


Bild 3.8 Ersatzschaltung einer neutralisierten Verstärkerstufe

kreises einschließlich der Spulenkapazität, C_a — Ausgangskapazität des Verstärkerelementes, C_e — Eingangskapazität des nachgeschalteten Verstärkerelementes.

Nach dem Zusammenziehen gleichartiger Größen ergibt sich die abgeleitete Ersatzschaltung nach Bild 3.9.

Aus dieser Schaltung ergibt sich nunmehr der Resonanzwiderstand des Primärkreises nach

$$R_{o1} = \frac{R_i R_p}{R_i + R_p} \tag{3.33}$$

und der Resonanzwiderstand des Sekundärkreises nach

$$R_{o2} = \frac{R_e R_s}{R_e + R_s} \,. \tag{3.34}$$

Die Gesamtkapazität des Primärkreises bei kurzgeschlossenem Sekundärkreis

$$C_1 = C_a + C_p \tag{3.35}$$

und die Gesamtkapazität des Sekundärkreises bei kurzgeschlossenem Primärkreis

$$C_2 = C_e + C_s \,. \tag{3.36}$$

Die Resonanzfrequenz ergibt sich nach Gl. (1.5) zu

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \,.$$

Die Betriebsgüte des Primärkreises $Q_1 = R_{o1}\,\omega_o C_1$ und die Betriebsgüte des Sekundärkreises $Q_2 = R_{o2}\,\omega_o C_2$ (3.37) und (3.38).

Weiterhin ist für die normierte Kopplung

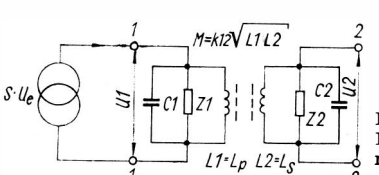


Bild 3.9
Ersatzschaltung zur Berechnung der Schaltung nach Bild 3.8

$$n = k_{12} \sqrt{Q_1 Q_2} \tag{3.39}$$

mit dem Kopplungsfaktor k_{12}.
Die normierte Verstimmung errechnet sich aus

$$\Omega = \left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right) \sqrt{Q_1 Q_2}\,. \tag{3.40}$$

Für zweikreisige Bandfilter beliebiger Kopplung gelten die Grundgleichungen

Übertragungswiderstand $\underline{Z}_ü = \dfrac{\underline{U}_2}{\underline{I}_1}$ (3.41)

$$\underline{Z}_ü = -\,j\,\frac{n\sqrt{R_{o1}R_{o2}}}{1 + n^2 - \Omega^2 + j\Omega\left(\sqrt{\dfrac{Q_1}{Q_2}} + \sqrt{\dfrac{Q_2}{Q_1}}\right)}\,. \tag{3.42}$$

Eingangswiderstand $\underline{Z}_e = \dfrac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1}$ (3.43)

$$\underline{Z}_e = \frac{R_{o1}\left(1 + j\Omega\sqrt{\dfrac{Q_2}{Q_1}}\right)}{1 + n^2 - \Omega^2 + j\Omega\left(\sqrt{\dfrac{Q_1}{Q_2}} + \sqrt{\dfrac{Q_2}{Q_1}}\right)}\,. \tag{3.44}$$

Selektion $|\sigma| = \dfrac{U_{2(f)}}{U_{2(f_o)}}$ (3.45)

$$|\sigma| = \frac{1 + n^2}{\sqrt{(1 + n^2 - \Omega^2)^2 + \Omega^2\left(\dfrac{Q_1}{Q_2} + \dfrac{Q_2}{Q_1} + 2\right)}}\,. \tag{3.46}$$

Die allgemeinen Gleichungen (3.42), (3.44) und (3.46) werden nun so umgeformt, daß sie nur noch die in der Schaltung meßbaren Größen des Filters enthalten. Das sind:

b_1 — Betriebsbandbreite des Primärkreises bei kurzgeschlossenem Sekundärkreis

b_2 — Betriebsbandbreite des Sekundärkreises bei kurzgeschlossenem Primärkreis

B — Gesamtbandbreite des Filters im Betrieb

R_{o1} — Resonanzwiderstand des Primärkreises im Betrieb bei kurzgeschlossenem Sekundärkreis

R_{o2} — Resonanzwiderstand des Sekundärkreises im Betrieb bei kurzgeschlossenem Primärkreis

Nach Gleichung (2.1) erhält man die Betriebsbandbreiten der Einzelkreise bei der Resonanzfrequenz f_o zu

$$b_1 = \frac{f_o}{Q_1} \text{ und } b_2 = \frac{f_o}{Q_2}.$$

Mit diesen beiden Gleichungen erhält man nach Umformung für die normierte Verstimmung

$$\Omega = \left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right) \frac{f_o}{\sqrt{b_1 b_2}}; \tag{3.47}$$

den Übertragungswiderstand

$$\underline{Z}_{ü} = -j \frac{n \sqrt{R_{o1} R_{o2}}}{1 + n^2 - \Omega^2 + j\Omega\left(\sqrt{\frac{b_2}{b_1}} + \sqrt{\frac{b_1}{b_2}}\right)}; \tag{3.48}$$

den Eingangswiderstand

$$Z_e = \frac{R_{o1}\left(1 + j\Omega \sqrt{\frac{b_1}{b_2}}\right)}{1 + n^2 - \Omega^2 + j\Omega\left(\sqrt{\frac{b_2}{b_1}} + \sqrt{\frac{b_1}{b_2}}\right)}; \tag{3.49}$$

die Selektion

$$|\sigma| = \frac{1 + n^2}{\sqrt{\left(1 + n^2 - \Omega^2\right)^2 + \Omega^2\left(\frac{b_2}{b_1} + \frac{b_1}{b_2} + 2\right)}} \tag{3.50}$$

In den Gleichungen (3.48), (3.49) und (3.50) ist noch die normierte Kopplung n mit dem Kopplungsfaktor k_{12} enthalten. Diese Größe läßt sich jedoch in der Schaltung nicht messen, so daß man den Kopplungsfaktor durch eine andere, meßbare

Größe ausdrücken muß. Geht man von Gleichung (3.50) aus und betrachtet man die darin enthaltene normierte Verstimmung Ω mit dem Gleichungsglied $\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}$, so kann man auch setzen

$$\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f} \approx \frac{2\,\Delta f}{f_o} \,. \tag{3.51}$$

Die Gesamtbandbreite eines Bandfilters ergibt sich als die Frequenzdifferenz, die zu $|\sigma| = \frac{1}{\sqrt{2}}$ gehört. Somit gilt:

$$2\,\Delta f \left(|\sigma| = \frac{1}{\sqrt{2}}\right) = B \,. \tag{3.52}$$

Mit den Gleichungen (3.51) und (3.52) ergibt sich aus Gleichung (3.50) für die normierte Kopplung:

$$n = \sqrt{\frac{B^2}{b_1 \cdot b_2}\left[\sqrt{2 + \frac{(b_1 + b_2)^2}{B^2}} - 1\right]} - 1 \,. \tag{3.53}$$

Schließlich ergeben sich die Kapazitäten des Primär- und Sekundärkreises noch zu

$$C_1 = \frac{1}{2\,\pi\, b_1 R_{o1}} \text{ (3.54) und } C_2 = \frac{1}{2\,\pi\, b_2 R_{o2}} \tag{3.55}$$

und die Induktivitäten zu

$$L_1 = \frac{1}{\omega_o^2 C_1} \text{ (3.56) und } L_2 = \frac{1}{\omega_o^2 C_2} \,. \tag{3.57}$$

Im praktischen Bereich interessieren in erster Linie die Größen $Z_{ü}$, Z_e, Z_a, die Selektionskurve und die Bauelemente C und L. Die Gleichungen (3.48), (3.49) und (3.50) werden normiert und in Diagrammen dargestellt. Die Definitionsgleichungen für die normierten Größen sollen sein:

$$\frac{b_2}{b_1} = a \text{ (3.58)}, \quad \frac{b_1\,(1 + a)}{B} = \frac{b_1 + b_2}{B} = X \,. \tag{3.59}$$

Die Verstimmung nach Gleichung (3.51) wird durch ein Vielfaches von p der Gesamtbandbreite B ausgedrückt. Somit

$$\frac{2\,\Delta f}{B} = p.$$

Die Selektion gemäß Gleichung (3.50) geht dann über in

$$|\sigma| = \left[1 + \frac{p^4 + p^2\,(X^2 + 2 - 2\sqrt{X^2 + 2}}{X^2 + 3 - 2\sqrt{X^2 + 2}}\right]^{-\frac{1}{2}}. \quad (3.60)$$

Die Diagramme Bild 3.10, Bild 3.11 und Bild 3.12 stellen die Funktion $|\sigma| = f\,(p, X)$ dar. Es ist zu beachten, daß bei $X < \sqrt{2}$ die Bandfilterdurchlaßkurven Höcker aufweisen. Es handelt sich dann um überkritisch gekoppelte Filter. Bei $X = \sqrt{2}$ weist die Bandfilterdurchlaßkurve gerade noch keinen Höcker auf. Es handelt sich in diesem Fall um transitional gekoppelte

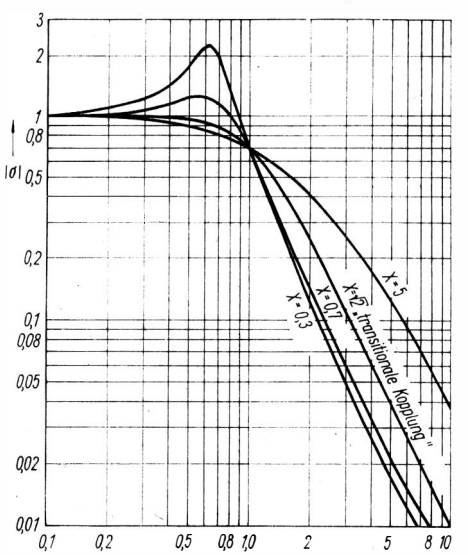


Bild 3.10 Diagramm mit X = 0,3, X = 0,7, X = $\sqrt{2}$, X = 5

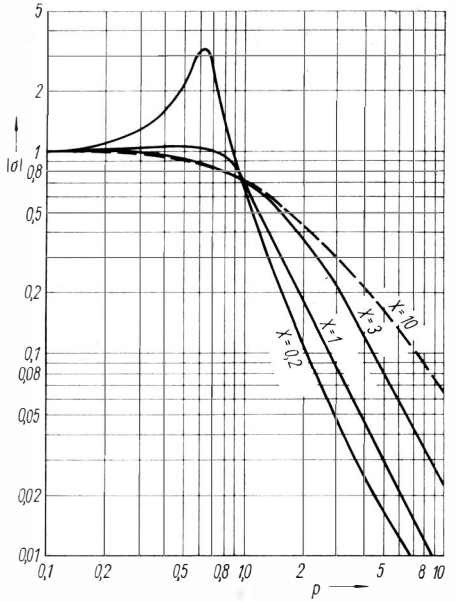


Bild 3.11 Diagramm mit X = 0,2, X = 1, X = 3, X = 10

Filter. Bei einem Wert von $X > \sqrt{2}$ handelt es sich um sehr schmalbandige optimal gekoppelte Filter.

Die Werte X = 5, $X = \sqrt{2}$, X = 0,7 und $X = 0{,}\dot{3}$ sind im Diagramm Bild 3.10 dargestellt.

Die Werte X = 10, X = 3, X = 1 und X = 0,2 sind im Diagramm Bild 3.11 dargestellt.

Die Werte X = 7, X = 2, X = 0,5 und X = 0,1 sind im Diagramm Bild 3.12 dargestellt.

Der Abstand der Höcker Δf_H (für überkritisch gekoppelte Filter) von der Resonanzfrequenz f_0 errechnet sich nach der Beziehung

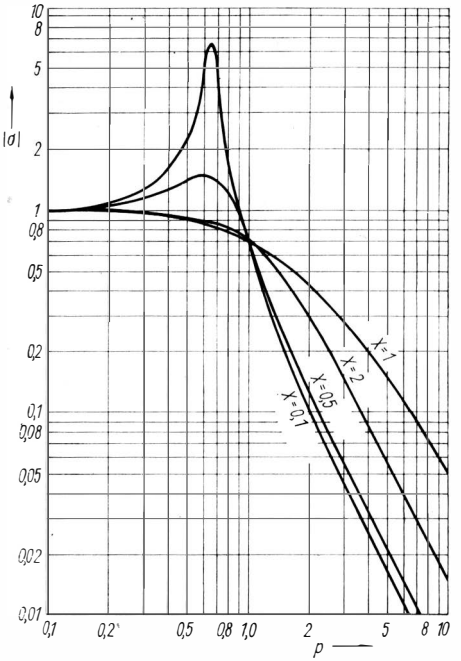


Bild 3.12 Diagramm mit X = 0,1, X = 0,5, X = 2, X = 7

$$\Delta f_H = \pm \frac{B}{2} \sqrt{\sqrt{X^2 + 2 - \left(\frac{X^2}{2} + 1\right)}} \,. \qquad (3.61)$$

Die in dieser Gleichung enthaltene Funktion

$$\sqrt{\sqrt{X^2 + 2 - \left(\frac{X^2}{2} + 1\right)}} = f(X)$$ ist im Diagramm

Bild 3.13 dargestellt.

Die normierte Kopplung n ergibt sich unter Benutzung der Gleichungen (3.58) und (3.59) zu

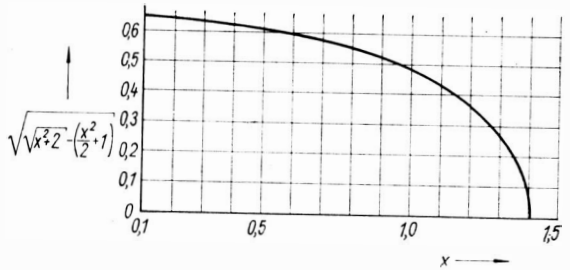


Bild 3.13 Diagramm zur Bestimmung f(X)

$$n = \sqrt{\frac{(1+a)^2}{aX^2}\ (X^2 + 2 - 1) - 1}\ . \qquad (3.62)$$

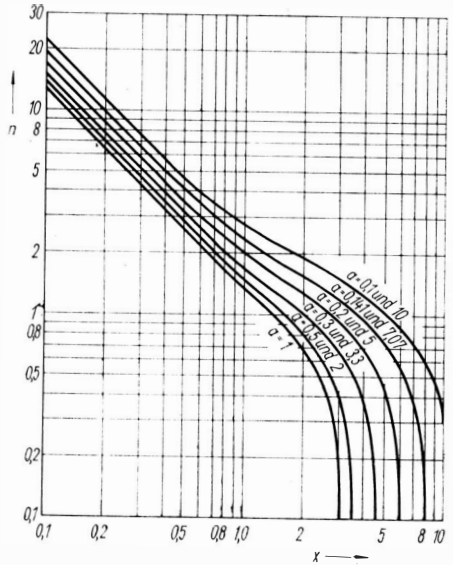


Bild 3.14a Diagramm zur Bestimmung der normierten Kopplung n

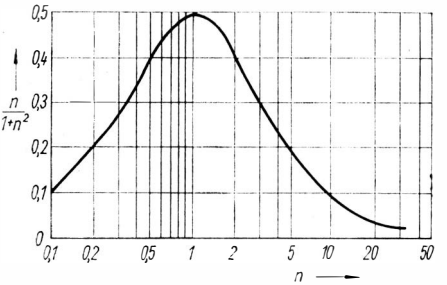


Bild 3.14b Diagramm zur Bestimmung f(n)

Die Funktion $n = f(a, X)$ ist im Diagramm Bild 3.14 dargestellt. Für den Übertragungswiderstand $Z_ü$ bei der Resonanzfrequenz f_0 wird aus Gleichung (3.48) die Gleichung

$$Z_ü = \frac{n}{1 + n^2} \sqrt{R_{o1} R_{o2}} \,. \tag{3.63}$$

Das in dieser Gleichung enthaltene Glied $\frac{n}{1 + n^2}$ ist in seiner Abhängigkeit von n in Bild 3.14 dargestellt.

Die Gleichung für den Eingangswiderstand ergibt sich aus Gleichung (3.49) als Absolutwert zu

$$Z_e = \frac{R_{o1}}{1 + n^2} \tag{3.64}$$

und schließlich für den Ausgangswiderstand aus Gleichung (3.49)

$$Z_a = \frac{R_{o2}}{1 + n^2} \,. \tag{3.65}$$

Für die transitionale Kopplung ergibt sich aus Gleichung (3.58) und Gleichung (3.59) die Gesamtbandbreite des Filters nach

$$B_T = \frac{b_1 + b_2}{\sqrt{2}} \,. \tag{3.66}$$

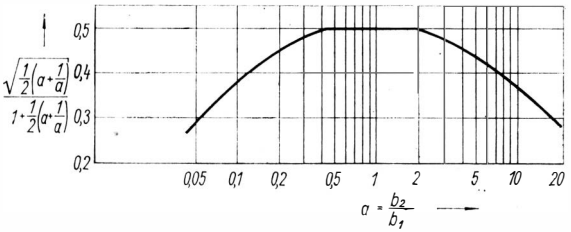


Bild 3.15 Diagramm zur Bestimmung f(a)

Der Übertragungswiderstand wird unter Benutzung von Gleichung (3.62) und Gleichung (3.63) durch die Beziehung

$$Z_{\ddot{u}T} = \frac{\sqrt{\frac{1}{2}\left(a + \frac{1}{a}\right)}}{1 + \frac{1}{2}\left(a + \frac{1}{a}\right)} \sqrt{R_{o1} R_{o2}} \,. \tag{3.67}$$

Der Faktor $\dfrac{\sqrt{\frac{1}{2}\left(a + \frac{1}{a}\right)}}{1 + \frac{1}{2}\left(a + \frac{1}{a}\right)}$

ist als Funktion $a = \dfrac{b_2}{b_1}$ in Bild 3.15 dargestellt.

Aus der Gleichung (3.64) wird nunmehr Z_{eT}, der Eingangswiderstand des transitional gekoppelten Filters, wie folgt errechnet

$$Z_{eT} = \frac{R_{01}}{1 + \frac{1}{2}\left(a + \frac{1}{a}\right)} \tag{3.68}$$

und der Ausgangswiderstand der Gleichung (3.65)

$$Z_{aT} = \frac{R_{02}}{1 + \frac{1}{2}\left(a + \frac{1}{a}\right)} \,. \tag{3.69}$$

Für die optimale Kopplung ergibt sich mit der Gleichung (3.59) die Gesamtbandbreite des Filters zu

$$B_{opt} = \frac{b_1(1+a)}{X_{opt}} = \frac{b_2\left(1+\frac{1}{a}\right)}{X_{opt}} = \frac{b_1+b_2}{X_{opt}} \cdot \qquad (3.70)$$

Die in dieser Gleichung enthaltene Größe X_{opt} errechnet sich nach

$$X_{opt} = \sqrt{\frac{(1+a)^2}{4a}\left(\frac{(1-a)^2}{2a} + \sqrt{\frac{(1-a)^4}{4a^2}+4}\right)} \cdot \qquad (3.71)$$

Die Gleichungsglieder

$$\frac{1+a}{X_{opt}} \quad \text{und} \quad \frac{1+\frac{1}{a}}{X_{opt}}$$

sind in Bild 3.16 als Funktion von a dargestellt.

Der Übertragungswiderstand $Z_{ü\,opt}$ ergibt sich aus der Gleichung (3.63) zu

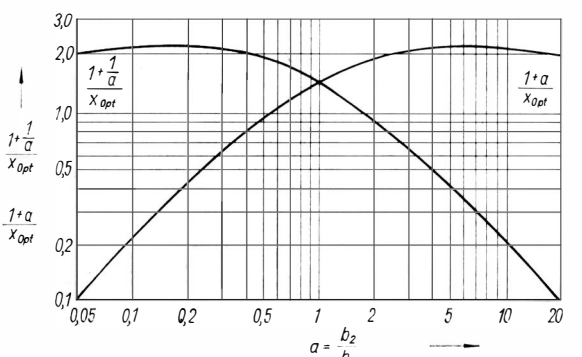


Bild 3.16 Diagramm zur Bestimmung der Bandbreite

$$Z_{\ddot{u}\,opt} = \frac{1}{2}\sqrt{R_{o1}\,R_{o2}} \tag{3.72}$$

und der Eingangswiderstand $Z_{e\,opt}$ nach Gleichung (3.64) zu

$$Z_{e\,opt} = \frac{R_{o1}}{2} \tag{3.73}$$

und der Ausgangswiderstand aus Gleichung (3.65) zu

$$Z_{a\,opt} = \frac{R_{o2}}{2}. \tag{3.74}$$

3.2.1. Anwendung der Diagramme

Betrachtet man zunächst die Diagramme Bild 3.10 bis Bild 3.12, so fällt auf, daß sich alle Selektionskurven im Schnittpunkt von $p = 1$ und $|\sigma| = 0{,}7$ schneiden. Das kann auch gar nicht anders sein, denn es wurde die Bandbreite nach $2\Delta f_{|\sigma|} = \frac{1}{\sqrt{2}} = B$ definiert. Das heißt also, die Bandbreite wird beim

Wert $|\sigma| = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707 U_2$ gemessen. Laut $\frac{2\Delta f}{B} = p$ ist in diesem Punkt $\Delta f = \frac{B}{2}$ und somit $p = 1$. Für die normierte Selektion gilt

$$\frac{U_{2(f)}}{U_{2(f_0)}} = |\sigma|\,.$$

Aus den Werten der Selektionskurve lassen sich somit die Bandfilterdurchlaßkurven beliebiger Bandfilter ableiten. An Hand der Durchlaßkurven eines überkritisch, eines transitional und eines optimal gekoppelten Bandfilters soll die Konstruktion von Bandfilterdurchlaßkurven demonstriert werden.

Für alle drei Filtertypen wird die Bandbreite mit 2,5 MHz angenommen. Für das überkritisch gekoppelte Filter sei $X = 0{,}3$, für das transitional gekoppelte Filter liegt $X = \sqrt{2}$ fest und für das optimal gekoppelte Filter sei $X = 3$.

Nach $\frac{2\,\Delta f}{B} = p$ ist für den Fall $2\Delta f = B$ die Größe $p = 1$. Alle anderen Werte von p (in Megahertz) werden tabellarisch erfaßt und dazu die ermittelten $|\sigma|$- Werte eingetragen. Der Span-

Tabelle 3.3 zur Konstruktion der besprochenen Bandfilterkurven

p	Δf (MHz)	$\lvert\sigma\rvert$ X = 0,3	$\lvert\sigma\rvert$ X = $\sqrt{2}$	$\lvert\sigma\rvert$ X = 3
0,1	**0,125**	**1,00**	**1,00**	**1,00**
0,2	**0,250**	**1,10**	**1,00**	**0,98**
0,3	0,375	1,20	1,00	0,97
0,4	**0,500**	**1,40**	**0,99**	**0,95**
0,5	**0,625**	**1,80**	0,97	0,90
0,6	**0,750**	**2,20**	**0,92**	**0,87**
0,7	0,875	2,00	0,88	0,82
0,8	**1,000**	**1,40**	**0,82**	**0,79**
0,9	1,125	1,00	0,77	0,73
1,0	**1,250**	**0,700**	**0,700**	**0,700**
2,0	**2,500**	**0,120**	**0,260**	**0,380**
3,0	**3,750**	**0,050**	**0,103**	**0,210**
4,0	5,000	0,028	0,060	0,120
5,0	6,250	0,018	0,040	0,080
6,0	7,500	0,012	0,028	0,060
7,0	8,750	0,010	0,020	0,042
8,0	10,000	—	0,016	0,033
9,0	11,250	—	0,011	0,028
10,0	12,500	—	0,010	0,023

(Der Vollständigkeit wegen wurden sämtliche Kurvenpunkte, die man der Kurve jeweils leicht entnehmen kann, in die Tabelle aufgenommen. Zur Konstruktion der Kurven sind jedoch nicht alle angegebenen Punkte erforderlich. Die in Bild 3.17 gezeigten Kurven wurden aus den fett gedruckten Daten konstruiert.)

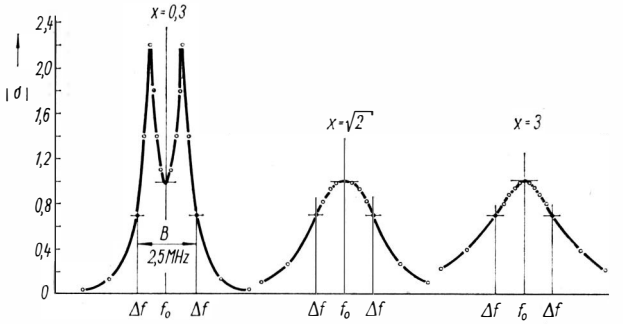


Bild 3.17 Konstruierte Bandfilterkurven für verschiedene Werte für X

nungsverlauf der Bandfilterdurchlaßkurve ist analog der Selektionskurve. Die einzelnen Spannungswerte errechnen sich dann gemäß der Beziehung $U_{2(f)} = U_{2(f_0)} |\sigma|$.

Zunächst erscheint die Berechnungsmethode mit den Diagrammen etwas unübersichtlich. Erstellt man jedoch Rechenschemen, so läßt sich mit dieser Methode eine sehr schnelle Berechnung durchführen. Selbstverständlich ist der Genauigkeitsgrad dieser Berechnungsmethode geringer als die reine rechnerische Ermittlung der Bandfilterdaten. Besonders in den Fällen, wo für X keine Kurve vorliegt und die Werte geschätzt werden müssen, können sich etwas größere Fehler ergeben. In Bild 3.18 und Bild 3.19 sind die Rechenschemen dargestellt, mit deren Hilfe sich eine rationelle und schnelle Berechnung der Filterdaten durchführen läßt. Die Rechenschemen wurden nur für die überkritische und transitionale Kopplung aufgestellt, da die optimale Kopplung einmal für die Praxis ohnehin keine größere Bedeutung hat und außerdem der Rechengang hierfür auch sehr übersichtlich ist.

Diese Rechenschemen beziehen sich natürlich immer nur auf das Vorhandensein bestimmter Ausgangsdaten. Liegen andere als angegebene Ausgangsdaten vor, so müssen diese Rechenschemen umgestellt werden, was auch für die mathematischen Beziehungen gilt.

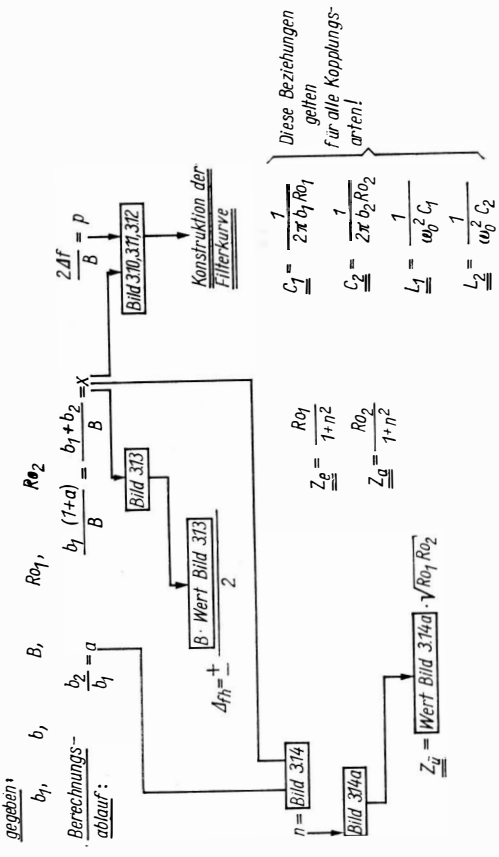


Bild 3.18 Rechenschema für überkritisch gekoppelte Filter

3.2.2. Beispiele

1. Beispiel

Es wird ein überkritisch gekoppeltes Bandfilter berechnet.

Die Daten sind:

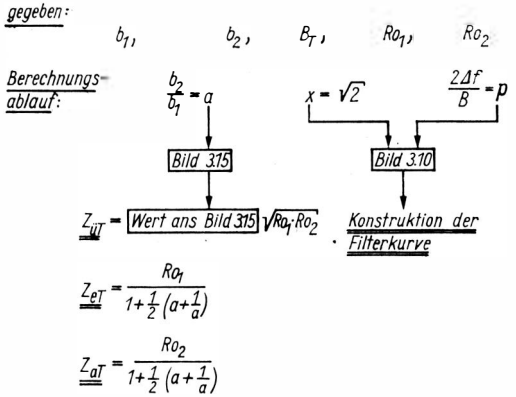


Bild 3.19 Rechenschema für transitional gekoppelte Filter

$f_o = 10{,}7$ MHz
$B = 200$ kHz
$b_1 = 40$ kHz
$b_2 = 100$ kHz
$R_{01} = 5$ kΩ
$R_{02} = 2{,}7$ kΩ

Dieses Beispiel enthält völlig frei gewählte Werte und hat keinen Bezug zur praktischen Anwendung.

Lösung:

Die Berechnung erfolgt gemäß Rechenschema Bild 3.18

$$a = \frac{b_2}{b_1} = \frac{100\text{ kHz}}{40\text{ kHz}} = 2{,}5 \quad X = \frac{b_1 + b_2}{B} = \frac{40\text{ kHz} + 100\text{ kHz}}{200\text{ kHz}} = 0{,}7$$

(im Rahmen dieses Beispiels wird die Kurve des Filters nicht dargestellt).

Aus Bild 3.13 ergibt sich mit X = 0,7 der Wert 0,58 für den 2. Faktor in Gleichung (3.61).

Der Höckerabstand Δf_H errechnet sich nach

$$\Delta f_H = \pm \frac{B \cdot 0{,}58}{2} = \pm \frac{200\,\text{kHz} \cdot 0{,}58}{2} = 58\,\text{kHz}\,.$$

Die normierte Kopplung n errechnet sich mit den in Bild 3.14 angegebenen Werten aus a = 2,5 und X = 0,7 zu n = 2,4.

Den Wert von n muß man also zwischen den Kurven a = 5 und a = 3,3 schätzen.

Mit n = 0,34 kann Bild 3.14a der Wert 0,34 für $\frac{n}{1+n^2}$ entnommen werden.

Der Übertragungswiderstand ergibt sich dann nach

$$Z_{ü} = 0{,}34 \sqrt{R_{01}R_{02}} = 0{,}34 \cdot \sqrt{5\,\text{k}\Omega \cdot 2{,}7\,\text{k}\Omega}$$
$$\approx 1{,}25\,\text{k}\Omega\,.$$

Der Eingangswiderstand:

$$Z_e = -\frac{R_{01}}{1+n^2} = \frac{5\,\text{k}\Omega}{1+2{,}4^2} \approx 0{,}740\,\text{k}\Omega\,.$$

Der Ausgangswiderstand:

$$Z_a = \frac{R_{02}}{1+n^2} = \frac{2{,}7\,\text{k}\Omega}{1+2{,}4^2} \approx 0{,}4\,\text{k}\Omega\,.$$

Die Kreiskapazitäten:

$$C_1 = \frac{1}{2\,\pi\,b_1 R_{01}} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 40 \cdot 10^3\,\text{Hz} \cdot 5 \cdot 10^3\,\Omega} = 796\,\text{pF}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\,\pi\,b_2 R_{02}} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 100 \cdot 10^3\,\text{Hz} \cdot 2{,}7 \cdot 10^3\Omega}$$
$$= 590\,\text{pF}\,.$$

Die Induktivitäten: darin $\omega_0 = 2\,\pi\,f_0 = 6{,}28 \cdot 10{,}7 \cdot 10^6\,\text{Hz}$ $= 67{,}210^6\,\text{s}^{-1}$

$$L_1 = \frac{1}{\omega_0^2\,C_1} = \frac{1}{67{,}2^2 \cdot 10^{12} \cdot \text{s}^{-2} \cdot 796 \cdot 10^{-2}\,\text{F}}$$
$$= 0{,}28\,\mu\text{H}$$

$$L_2 = \frac{1}{\omega_o^2 C_2} = \frac{1}{67{,}2^2 \cdot 10^{12} \cdot s^{-2} \cdot 590 \cdot 10^{-12}\,F}$$
$$= 0{,}37\ \mu H\ .$$

2. Beispiel

Es soll ein transitional gekoppeltes Filter berechnet werden.

Die Ausgangsdaten sind: $B_T = 200$ kHz
$b_1 = 40$ kHz
$R_{o1} = 5$ kΩ
$f_o = 10{,}7$ MHz

Lösung:

Mit $X = \sqrt{2}$ und p muß man die Selektionskurve zeichnen (im Beispiel nicht dargestellt).

Zuerst Berechnung von b_2: $X = \frac{b_1 + b_2}{B_T}$, dann stellt man auf

$b_2 = B_T X - b_1 = 200\ \text{kHz}\sqrt{2} - 40\ \text{kHz} = 243\ \text{kHz}.$

Es wird eingeschätzt, daß C_2 wie im ersten Beispiel 590 pF groß ist, damit ergibt sich der Resonanzwiderstand R_{o2} zu

$$C_2 = \frac{1}{2\,\pi\,b_2 R_{02}} \rightarrow R_{02} = \frac{1}{2\,\pi\,b_2 C_2}$$
$$= \frac{1}{6{,}28 \cdot 243 \cdot 10^3\ \text{Hz} \cdot 590 \cdot 10^{-12}\,F} = 1{,}11\ \text{kΩ}\ .$$

Somit stehen die Ausgangswerte zur weiteren Berechnung nach Schema Bild 3.19 zur Verfügung.

$a = \frac{b_2}{b_1} = \frac{243\,\text{kHz}}{40\,\text{kHz}} = 6{,}1$. Mit $a = 6$ erhält man aus Bild 3.15 den Wert 0,42 für den 1. Faktor in Gleichung (3.67).

Damit der Übertragungswiderstand:

$Z_{üT} = 0{,}42 \cdot \sqrt{R_{01} R_{02}} = 0{,}42\sqrt{5\,\text{kΩ} \cdot 1{,}14\,\text{kΩ}} = 1{,}003\ \text{kΩ}\ .$

Der Eingangswiderstand:

$$Z_{eT} = \frac{R_{01}}{1 + \frac{1}{2}\left(a + \frac{1}{a}\right)} = \frac{5\ \text{kΩ}}{1 + \frac{1}{2}\left(6 + \frac{1}{6}\right)} = 1{,}22\ \text{kΩ}.$$

Der Ausgangswiderstand:

$$Z_{aT} = \frac{R_{02}}{1 + \frac{1}{2}\left(a + \frac{1}{a}\right)} = \frac{1{\cdot}14\ k\Omega}{1 + \frac{1}{2}\left(6 + \frac{1}{6}\right)} = 0{,}279\ k\Omega\,.$$

Die Werte der Kapazitäten und Induktivitäten ergeben sich wie im ersten Beispiel.

3. Beispiel

Berechne ein optimal gekoppeltes Filter mit nachstehenden Ausgangsdaten: $B_{opt} = 200$ kHz
$b_2 = 100$ kHz
$R_{02} = 2{,}7$ kΩ.

Lösung:

Zunächst wird $\frac{B_{opt}}{b_2} = \frac{1 + \frac{1}{a}}{X_{opt}} = \frac{200\,kHz}{100\,kHz} = 2$ berechnet.

Mit $\frac{1 + \frac{1}{a}}{X_{opt}} = 2$ erhält man aus Bild 3.16 für $a = \frac{b_2}{b_1} = 0{,}4$,

daraus ergibt sich $b_1 = \frac{b_2}{a} = \frac{100\,kHz}{0{,}4} = 250$ kHz.

X_{opt} errechnet sich dann nach $\frac{b_1 + b_2}{B_{opt}} = X_{opt}$

$$= \frac{100\,kHz + 250\,kHz}{200\,kHz} = 1{,}75.$$

Wie aus Bild 3.10 und Bild 3.12 zu erkennen ist, liegt dieser Wert für X_{opt} zwischen den Werten der Kurven $X = \sqrt{2}$ und $X = 2$. Die Kurve muß somit geschätzt werden, um die Selektionskurve des Filters zu erstellen. Zur Errechnung des Übertragungswiderstandes $Z_{ü\,opt}$ muß man noch den Resonanzwiderstand R_{01} meßtechnisch bestimmen.

Für dieses Beispiel wird jedoch angenommen, daß auch hier $C_1 = 796$ pF groß ist. Somit ergibt sich R_{01} zu

$$R_{o1} = \frac{1}{2\,\pi\,b_1\,C_1} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 250 \cdot 10^3\ \text{Hz} \cdot 790 \cdot 10^{-12}\ \text{F}} = 0{,}8\text{k}\Omega.$$

Der Übertragungswiderstand:

$$Z_{\text{ü opt}} = \frac{1}{2}\sqrt{R_{o1}\ R_{o1}} = \frac{1}{2}\sqrt{0{,}8\ \text{k}\Omega \cdot 2{,}7\ \text{k}\Omega} = 0{,}735\ \text{k}\Omega\,.$$

Der Eingangswiderstand:

$$Z_{\text{e opt}} = \frac{R_{o1}}{2} = \frac{0{,}8\ \text{k}\Omega}{2} = 0{,}4\ \text{k}\Omega\,.$$

Der Ausgangswiderstand:

$$Z_{\text{a opt}} = \frac{R_{o2}}{2} = \frac{2{,}7\ \text{k}\Omega}{2} = 1{,}35\ \text{k}\Omega\,.$$

Die Kapazität und die Induktivität errechnet sich wie bei den anderen Beispielen [13], [14], [15].

4. Resonanzkreise im Höchstfrequenzgebiet

Im Frequenzgebiet oberhalb 300 MHz treten bei der Konstruktion von Resonanzkreisen Bedingungen auf, die von denen der bisher betrachteten Frequenzgebiete erheblich abweichen. Es mußte sich deshalb mit der Erschließung und Nutzung dieser hohen Frequenzbereiche eine besondere Schaltungstechnik mit anders gearteten Bauelementen ergeben.

Als Übertragungsleitungen werden im Höchstfrequenzgebiet symmetrische Paralleldrahtleitungen oder unsymmetrische Koaxialleitungen eingesetzt. Bei sehr kurzen Wellen, wenn $\lambda < 10$ cm (Mikrowellen), treten an Stelle dieser Leitungen Hohlleiter, also Rohrleitungen ohne Innenleiter auf.

Auch Schwingkreise unterliegen im Höchstfrequenzgebiet anderen Konstruktionsbedingungen als in den bisher betrachteten Frequenzbereichen. So würde z. B. bei einer Wellenlänge von $\lambda = 1$ m die Kreisinduktivität durch eine einzige Spulenwindung von nur einigen Zentimeter Länge gebildet. Eine derartig konstruierte Spule weist in diesem Frequenzbereich jedoch sehr große Strahlungsverluste auf. Es werden deshalb in diesem Frequenzbereich Schwingkreise nicht mehr aus kozentrierten Bauelementen wie Spule und Kondensator aufgebaut. Als Schwingkreiselemente kommen vielmehr kurze Leitungsstücke zur Verwendung. So wird z. B. ein Reihenschwingkreis durch eine kurzgeschlossene $\frac{\lambda}{4}$—Leitung und ein Parallelschwingkreis durch ein offenes $\frac{\lambda}{4}$—Doppelleitung nachgebildet. Diese Leitungsresonanzkreise bezeichnet man deshalb auch als Resonanzleitungen. Nicht abgeschlossene Leitungsstücke können je nach dem Verhältnis zu $\frac{\lambda}{4}$ wie eine Kapazität oder eine Induktivität wirken.

Je nach seiner Länge, seinem Wellenwiderstand und seinem Abschluß arbeitet ein Leitungsstück entweder wie eine Leitung, wie ein Schwingkreis, ein Blindwiderstand oder wie ein Transformator. Ist ein Leitungsstück angepaßt angeschlossen, arbeitet es wie eine Leitung. Ein am Ende kurzgeschlossenes Leitungsstück oder ein unendlich (offener) Abschlußwiderstand wirkt wie eine Kapazität, eine Induktivität oder ein Schwingkreis.

4.1. Schwingkreise im UHF-Bereich

Im folgenden Abschnitt werden nun Schwingkreise und deren Berechnung im UHF-Fernsehbereich der Bänder IV und V, also zwischen 470 und 800 MHz, behandelt. Hierbei wird die Berechnung überwiegend mit Hilfe von Tabellen durchgeführt. Die behandelten Leitungskreise sind als Topfkreise konstruiert, wie es bei der Konstruktion von UHF-Tunern, Konvertern und Antennenverstärkern im UHF-Bereich üblich ist. Zunächst soll auf einige Grundlagen dieser Technik eingegangen werden.

4.1.1. Allgemeine Grundlagen

In Schwingkreisen, die mit konzentrierten Bauelementen L und C aufgebaut sind, fließt bei relativ niedrigen Frequenzen in jedem Leiterquerschnitt im gleichen Augenblick der gleich große Strom. Anders ist es aber bei höheren Frequenzen. Hier sind die Abmessungen der Schwingkreise nicht mehr klein gegenüber der Wellenlänge, so daß es zum Abströmen der Energie und somit zu Energieverlusten kommt. Diese Energieverluste steigen quadratisch zur Frequenz an. Der Kreisdämpfungsfaktor steigt dadurch erheblich an, wobei somit analog die Kreisgüte sinkt. Die Kapazität der angeschlossenen Verstärkerelemente wie Röhren oder Transistoren sowie die parasitären Schaltkapazitäten verkleinern die zur Resonanz notwendigen Kreiskapazitäten und Induktivitäten, so daß die

notwendigen Kreisinduktivitäten meist nur durch einen einfachen Drahtbügel gebildet werden. Dadurch ergibt sich ein sehr schlechtes L-C-Verhältnis. Bedingt durch den Skin-Effekt, der bekanntlich bei höheren Frequenzen in steigendem Maße in Erscheinung tritt, verteilt sich der Strom ungleichmäßig über den Leiterquerschnitt, so daß es zur Erhöhung des ohmschen Widerstandes und der Kreisdämpfung kommt. Die Stromdichte ist an der Oberfläche des Leiters am größten und wird nach dem Leiterinneren geringer. Die tatsächlich leitende Schicht ist bei sehr hohen Frequenzen sehr dünn und beträgt bei versilberter Oberfläche nur noch einige Tausendstel Millimeter. Die Dicke der Leitschicht nicht eisenhaltiger Stoffe läßt sich nach

$$\xi = \frac{15{,}9}{\sqrt{\frac{\chi \cdot f}{S}}} \tag{4.1}$$

berechnen. Unter der Eindringtiefe versteht man die Tiefe, bei der die Stromdichte auf etwa 36 % gegenüber ihres Wertes an der Leiteroberfläche abgesunken ist. Um die genannten Schwierigkeiten bei der Auslegung von Schwingkreisen bei sehr hohen Frequenzen zu verringern, werden Topfkreise eingesetzt. Bei Topfkreisen erfolgt eine Abschirmung durch den äußeren Leiter, so daß die Abstrahlung von Energie weitgehend unterbunden wird. Im Topfkreis sind die Kapazität und die Induktivität stetig verteilt, so daß sich ein günstiges L-C-Verhältnis ergibt. Die ohmschen Verluste sind durch die Großflächigkeit der Leiter und deren behandelte Oberflächen entsprechend gering. Die Kreisdämpfung ist somit niedrig, die Güte groß.

Unter einem Topfkreis versteht man bekanntlich einen allseitig abgeschirmten Leitungskreis, dessen Kapazität und Induktivität nicht mehr wie bei Schwingkreisen aus konzentrierten Bauelementen bestehen, sondern stetig verteilt sind. Seine charakteristischen Größen sind sein Wellenwiderstand und seine Leitungslänge.

Der Wellenwiderstand

Bei niedrigen Frequenzen sind Induktivität und Kapazität zur Dimensionierung von Schwingkreisen bestimmende Größen. Etwas anders ist es bei der Dimensionierung von Topfkreisen. Hier ist der Wellenwiderstand die bestimmende Größe. Nach der Leitungstheorie kann man ihn als den Quotienten von Teilwelle der Spannung zur Teilwelle des Stromes definieren. Er kann aber auch als der Widerstand definiert werden, der, als Abschlußwiderstand an die Leitung angebracht, die Reflexionsfreiheit der Leitung garantiert. Unter der Voraussetzung einer verlustfreien homogenen Leitung bzw. einer sehr dämpfungsarmen Leitung, wie sie in der Dezimeterwellentechnik nahezu immer vorliegt, ist der Wellenwiderstand Z frequenzunabhängig. Es gilt dann

$$Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \,. \tag{4.2}$$

Z wird also durch die Leitungslänge L′ und C′ des Leitungssystems festgelegt. Die Wellenwiderstände der wichtigsten Topfkreisquerschnitte sind in Bild 4.1 zusammengestellt. Die Näherungsformeln gelten für $\mu = 1$ und als Dielektrikum Luft. Als weitere Bedingung muß sein D:d bzw. D:b > 2. Auf den Fall des gewendelten Innenleiters soll hier, da er in der Amateurpraxis kaum vorkommt, nicht eingegangen werden.

Bei der praktischen Dimensionierung muß man berücksichtigen, daß es bei den einzelnen Leiterquerschnitten bei vorgegebenen Außenmaßen einen Optimalwert des Durchmesserverhältnisses gibt, bei dem eine minimale Leitungsdämpfung und somit eine optimale Güte auftritt. Oftmals ist jedoch zur Erzielung einer großen Abstimmsteilheit ein großer Wellenwiderstand vorteilhafter, so daß man auf eine optimale Güte verzichtet.

Die Resonanzleitung

Der Topfkreis ist also als Resonanzleitung zu betrachten. Er stellt ein offenes oder kurzgeschlossenes Leitungsstück dar. Eine am Ende kurzgeschlossene verlustarme Leitung hat den

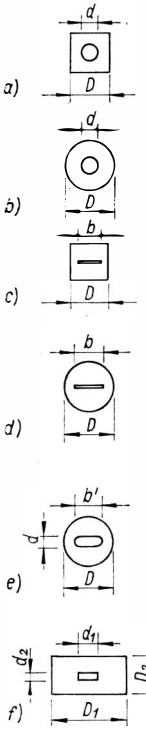


Bild 4.1
Zusammenstellung üblicher Topfkreisquerschnitte

Eingangsleitwert 0 und stellt einen Parallelschwingkreis dar, und zwar bei den Längen:

$$l = \frac{\lambda}{4}, \frac{3\lambda}{4}, \frac{5\lambda}{4} \text{ usw.}$$

In der allgemeinen Form: $l = (2\,n - 1)\,\frac{\lambda}{4}$ (bei $n = 1, 2, 3, \ldots$).

Die Leitung wird zum Reihenschwingkreis mit dem Eingangsleitwert ∞, wenn

$$l = n\,\frac{\lambda}{2} \text{ (bei } n = 1, 2, 3, \ldots),$$

also bei $l = \frac{\lambda}{2}, \frac{2\lambda}{2}, \frac{3\lambda}{2}$ usw.

Eine am Ende offene verlustarme Leitung weist den Eingangsleitwert ∞ auf und stellt einen Reihenschwingkreis bei den Längen

$$l = \frac{\lambda}{4}, \frac{3\lambda}{4}, \frac{5\lambda}{4} \text{ usw. dar.}$$

In der allgemeinen Form geschrieben: $l = (2n - 1)\frac{\lambda}{4}$.

Die Leitung weist den Eingangsleitwert 0 auf und stellt einen Parallelschwingkreis dar, wenn

$$l = \frac{\lambda}{2}, \frac{2\lambda}{2}, \frac{3\lambda}{2} \text{ usw.}$$

In der allgemeinen Form: $l = \frac{\lambda}{2} n$.

Solche Leitungsstücke weisen Resonanzerscheinungen auf, die denen verlustloser quasistationärer Schwingkreise völlig gleich sind. Bei quasistationären Schwingkreisen erhält man bei gegebener Frequenz dadurch Resonanz, daß die induktiven und kapazititven Widerstände gleich groß dimensioniert werden. Bei Resonanzleitungen wird Resonanz bei konstanten Wellenwiderständen durch entsprechende Bemessung der Leitungslänge erreicht.

Eine Übersicht des Parallel- und Reihenverhaltens von Leitungskreisen zeigt Bild 4.2. Im praktischen Bereich ist die Resonanzleitung am Eingang nahezu immer belastet. Durch Zusammenschalten der Leitungsstücke mit Verstärkerelementen und Verbraucherkreisen tritt deshalb am Eingang der Leitung ein Lastwiderstand auf, der die elektrische Länge der Leitung verlängert oder verkürzt und somit ihr elektrisches Verhalten beeinflußt.

Für den Praktiker ist es deshalb wichtig, die belastete Resonanzleitung zu betrachten.

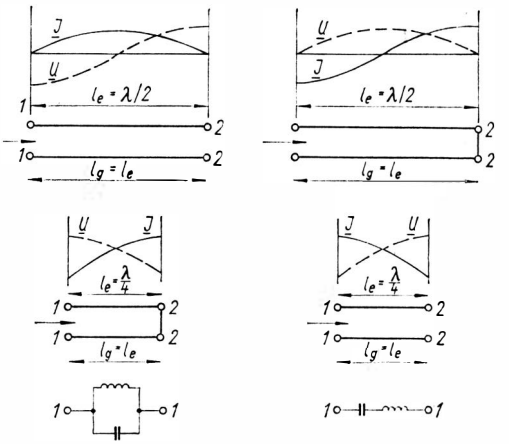


Bild 4.2 Übersicht über Reihen- und Parallelschwingkreisverhalten von Leitungsstücken

Die belastete Resonanzleitung

Belastet ein Wirkwiderstand eine Resonanzleitung am Eingang, so erhöhen sich die Dämpfungsverluste. Wird die Resonanzleitung durch Röhren- oder Transistorkapazitäten, Zuleitungen, Verbraucherkapazitäten oder Induktivitäten belastet, so verkürzt oder verlängert sich die zur Abstimmung auf Resonanz erforderliche geometrische Länge der Leitung. Im allgemeinen gilt:

a) Eine Kapazität im Spannungsbauch oder eine Induktivität im Strombauch verkürzt die erforderliche geometrische Länge der Leitung zur Resonanzabstimmung.

b) Eine Kapazität im Strombauch oder eine Induktivität im Spannungsbauch der Leitung verlängert die geometrische Länge der Leitung zur Resonanzabstimmung.

c) Es ist somit möglich, bei konstanter geometrischer Länge durch Zuschalten von Kapazitäten oder Induktivitäten (eventuell variabel) die elektrische Leitungslänge zu beeinflussen und somit das Resonanzverhalten zu verändern.

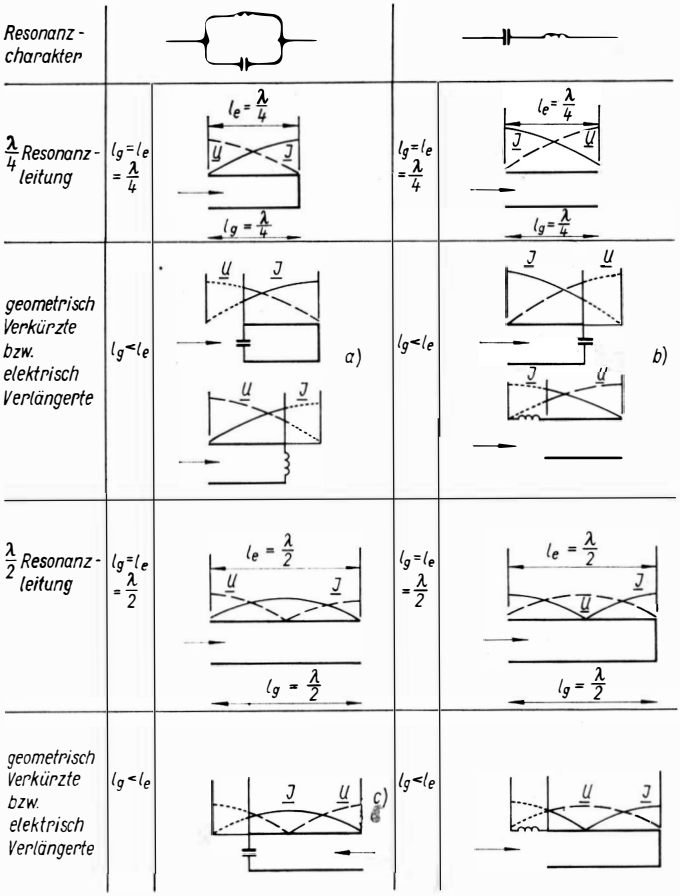


Bild 4.3 Resonanzleitungen der elektrischen Länge $l = \lambda/4$ und $\lambda/2$

Die Verhältnisse für Resonanzleitungen der elektrischen Längen $l_e = \frac{\lambda}{4}$ und $l = \frac{\lambda}{2}$ zeigt Bild 4.3.

Die erforderliche Resonanzfrequenz eines Leitungskreises läßt sich also induktiv als auch kapazitiv abstimmen. Dabei kann man mit $\frac{\lambda}{4}$- und $\frac{\lambda}{2}$-Leitungsstücken Parallel- oder auch Reihenschwingkreise erhalten.

In diesem Zusammenhang interessieren nur die Resonanzkreise, bei denen durch kapazitive Belastung eine Verkürzung der zur Resonanz erforderlichen geometrischen Leitungslänge zustande kommt. Aus Bild 4.3 interessieren deshalb nur die Fälle a, b und c. Für die Berechnung der Resonanzfrequenz, der Abstimmkapazität, der Leitungslänge sowie des Wellenwiderstandes werden deshalb die nachstehenden Fälle betrachtet:

a) die am Eingang kapazitiv belastete und am Ausgang kurzgeschlossene Resonanzleitung bzw. der Topfkreis,

b) die eingangsseitig kapazitiv belastete und am Ausgang offene oder kapazitiv belastete Resonanzleitung bzw. der Topfkreis.

Zu a): Resonanzbedingung einer am Eingang kapazitiv belasteten und am Ausgang kurzgeschlossenen Resonanzleitung bzw. eines Topfkreises.

Die Ersatzschaltung zeigt Bild 4.4. Gemäß der Theorie der homogenen und verlustlosen Leitungen gelten die Leitungsgleichungen

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= U_2 \cos\frac{2\pi l}{\lambda} + j\,\underline{I}_2 Z \sin\frac{2\pi l}{\lambda} \\ \underline{I}_1 &= I_2 \cos\frac{2\pi l}{\lambda} + j\,\frac{\underline{U}_2}{Z} \sin\frac{2\pi l}{\lambda}\,. \end{aligned} \tag{4.3}$$

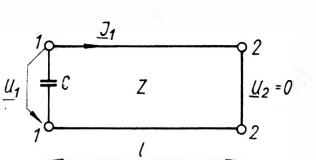


Bild 4.4
Am Eingang belasteter und am Ausgang kurzgeschlossener Topfkreis

Diese Leitungsgleichungen gelten natürlich auch für Topfkreise. Bei $\underline{U}_2 = 0$ (also Kurzschluß am Leitungsende) erhält man aus Gleichung (4.3) für den komplexen Eingangsleitwert

$$\underline{G}_1 = \frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_1} = -\mathrm{j}\frac{1}{Z}\cot\frac{2\pi l}{\lambda} \cdot \tag{4.4}$$

Wird der Eingang mit der Kapazität C belastet und auf Resonanz abgestimmt, so muß die Summe der Leitwerte gleich Null sein. Es gilt dann

$$\mathrm{j}\,\omega\,C - \mathrm{j}\frac{1}{Z}\cot\frac{2\pi l}{\lambda} = 0 \,. \tag{4.5}$$

Aus dieser Beziehung erhält man schließlich die Resonanzbedingung zu

$$\omega\,C\,Z = \cot\frac{2\pi l}{\lambda} \tag{4.6}$$

und bei Einführung der Kreisfrequenz und der Vakuumlichtgeschwindigkeit c_0 ($c_0 \approx 3 \cdot 10^{10}\,\frac{\mathrm{cm}}{\mathrm{s}}$)

$$\omega\,C\,Z = \cot\frac{\omega l}{c_0} \cdot \tag{4.7}$$

Aus den Gleichungen (4.6) und (4.7) lassen sich bei Vorhandensein der anderen übrigen erforderlichen Bestimmungsgrößen für die Resonanz nachstehende Topfkreisdimensionen berechnen: Die Kapazität bzw. Kapazitätsänderung, die für die Resonanz bei vorgeschriebenem Wellenwiderstand, Frequenz und Leitungslänge erforderlich ist, nach

$$C = \frac{1}{\omega\,Z}\cot\frac{\omega l}{c_0} \text{ bzw. } C = \frac{1}{\omega\,Z}\cot\frac{2\pi l}{\lambda} \,. \tag{4.8}$$

Die Resonanzfrequenz bei bekanntem Wellenwiderstand, Kapazität und Leitungslänge wird nach Gleichung (4.6) oder (4.7) am zweckmäßigsten grafisch ermittelt.

Der Wellenwiderstand des Topfkreises mit der Länge l errechnet sich für eine bestimmte Resonanzfrequenz bei gegebener Kapazität nach

$$Z = \frac{1}{\omega C} \cot \frac{\omega l}{c_0} \text{ oder } Z = \frac{1}{\omega C} \cot \frac{2\pi l}{\lambda} \cdot \tag{4.9}$$

Die Länge eines Topfkreises errechnet sich bei vorgegebenem Leiterquerschnitt, Wellenwiderstand, Kapazität und Resonanzfrequenz nach

$$l = \frac{c_0}{\omega} \arctan \frac{1}{\omega CZ} \text{ oder } l = \frac{\lambda}{2\pi} \arctan \frac{1}{\omega CZ}. \tag{4.10}$$

Zu b) Resonanzbedingung einer am Eingang und Ausgang komplex bzw. kapazitiv belasteten Resonanzleitung bzw. eines Topfkreises.

In der überwiegenden Zahl der Fälle liegt am Eingang einer Resonanzleitung bzw. am Eingang eines Topfkreises als Generator eine Röhre oder ein Transistor, die den Resonanzkreis kapazitiv belasten. Hinzu kommen noch Zuleitungskapazitäten bzw. -induktivitäten, so daß der Schwingkreis komplex belastet wird. Die Berechnung derartig belasteter Leitungskreise erfolgt nun in einer etwas anderen Form. Der Eingangsleitwert des Kreises ergibt sich aus der Division der Gleichungen

$$Y_E = Y_A \frac{1 + j\left(\frac{1}{Y_A Z}\right) \tan \frac{2\pi l}{\lambda}}{1 + jZY_A \tan \frac{2\pi l}{\lambda}}; \tag{4.11}$$

Y_E — Eingangsleitwert, Y_A — Ausgangsleitwert des Kreises.

Diese Gleichung ist als allgemeine Berechnungsgleichung für ausgangs- und eingangsseitig komplex belastete Resonanzleitungen anwendbar. Der meist bekannte Leitwert Y_E entsteht durch die komplexe Belastung des Kreises mit eine Röhre, einem Transistor bzw. durch Zuleitungen usw. Diese komplexe Belastung kann über den betrachteten Frequenzbereich konstant oder auch frequenzabhängig sein. Der Eingangsleitwert des Kreises ist immer das konjugiert Komplexe der vorhandenen Topfkreisbelastung. Beträgt z. B. der Ausgangsleitwert des vorgeschalteten Verstärkerelementes $Y_{II} = +j$ 15 mS, so ist der Eingangsleitwert des Kreises bei Resonanz $Y_E = -j$ 15 mS.

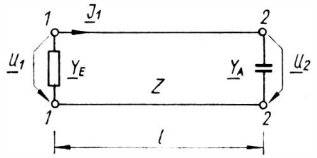


Bild 4.5
Am Eingang und Ausgang komplex belasteter Topfkreis

Um die meist gesuchte Größe des Ausgangsleitwertes Y_A berechnen zu können, müssen der Wellenwiderstand, die Leitungslänge, der Eingangsleitwert und die Frequenz bekannt sein. Die Ersatzschaltung des komplex belasteten Resonanzkreises zeigt Bild 4.5.

Bekanntlich werden Topfkreise meist mit einem Drehkondensator abgestimmt. In diesen Fällen wird dann $Y_A = +jC_A$ gesucht. Nach Umstellung der Gleichung (4.11) erhält man Y_A nach

$$Y_A = Y_E \frac{1 - j\frac{1}{Y_E Z}\tan\frac{2\pi l}{\lambda}}{1 - Y_E Z \tan\frac{2\pi l}{\lambda}} \quad . \tag{4.12}$$

4.1.2. Berechnung von Topfkreisen nach Tabellen

In Tabelle 4.1 und Tabelle 4.2 sind die Anfangs- und Endkapazitäten C_{min} und C_{max} auf den Ordinaten der jeweils ersten Spalte eingetragen. Die Kopfleisten enthalten die Wellenwiderstände der Topfkreise. Bei bekannter Anfangs- bzw. Endkapazität können den Tabellen die Längen der Topfkreisleiter entnommen werden. In Tabelle 4.3 und Tabelle 4.4 sind in den Kopfleisten die End- bzw. Anfangskapazitäten C_{max} und C_{min} eingetragen. Auf den Ordinaten der ersten Spalten sind die Leiterlängen zu finden. Die Wellenwiderstände können der Tabelle bei bekanntem C und l entnommen werden. Aus Tabelle 4.5 und Tabelle 4.6 können die Anfangs- bzw. Endkapazitäten bei bekannter Leiterlänge und bekanntem Wellenwiderstand ersehen werden. Schließlich ist in Tabelle 4.7 das

Tabelle 4.1 Leiterlänge l in Abhängigkeit vom Wellenwiderstand Z und der Kapazität C_{max} bei $f_{min} = 470\,MHz$, (l in cm)

C_{max}	Z in Ω								
in pF	300	250	200	160	140	120	100	80	60
1,5	7,00	7,75	—	—	—	—	—	—	—
2,0	5,50	6,50	7,25	—	—	—	—	—	—
2,5	4,50	6,00	6,12	7,25	—	—	—	—	—
3,0	3,75	4,50	5,25	6,50	7,00	7,75	—	—	—
3,5	3,25	4,00	4,50	5,67	6,25	7,00	8,00	—	—
4,0	2,75	3,50	4,00	5,00	5,67	6,30	7,20	—	—
4,5	2,50	3,00	3,60	4,50	5,00	5,75	6,60	7,60	—
5,0	2,25	2,75	3,35	4,12	4,55	5,25	6,15	7,12	—
5,5	2,08	2,50	3,00	3,75	4,20	4,80	5,65	6,65	—
6,0	1,85	2,30	2,75	3,50	3,85	4,45	5,25	6,25	7,75
6,5	1,70	2,12	2,50	3,25	3,65	4,12	4,85	5,85	7,25
7,0	1,60	2,00	2,37	3,00	3,37	3,85	4,60	5,55	7,00
7,5	1,50	1,85	2,20	2,80	3,18	3,65	4,25	5,25	6,60
8,0	1,43	1,70	2,10	2,65	3,00	3,45	4,05	4,80	6,25
8,5	1,33	1,60	1,95	2,50	2,82	3,25	3,85	4,60	6,00
9,0	1,20	1,50	1,85	2,35	2,65	3,10	3,65	4,40	5,75
9,5	1,12	1,40	1,75	2,25	2,50	2,90	3,50	4,20	5,50
10,0	1,05	1,30	1,66	2,12	2,35	2,75	3,35	4,05	5,25
10,5	1,00	1,20	1,55	2,00	2,25	2,63	3,20	3,90	5,10
11,0	0,90	1,15	1,50	1,90	2,20	2,50	3,05	3,70	4,75
11,5	0,80	1,10	1,45	1,80	2,15	2,35	2,85	3,55	4,60
12,0	0,75	1,05	1,40	1,75	2,00	2,28	2,75	3,40	4,45
12,5	—	1,00	1,35	1,70	1,90	2,22	2,65	3,25	4,30
13,0	—	0,95	1,30	1,65	1,82	2,16	2,55	3,10	4,15
13,5	—	0,90	1,25	1,60	1,75	2,08	2,47	2,95	4,00
14,0	—	0,85	1,20	1,55	1,70	2,00	2,40	2,85	3,85
14,5	—	0,80	1,15	1,50	1,65	1,92	2,33	2,75	3,70
15,0	—	—	1,10	1,45	1,60	1,84	2,25	2,65	3,60
15,5	—	—	1,05	1,40	1,55	1,78	2,17	2,55	3,50
16,0	—	—	1,00	1,30	1,50	1,75	2,11	2,45	3,40
16,5	—	—	0,95	1,20	1,45	1,71	2,03	2,38	3,30
17,0	—	—	0,90	1,15	1,40	1,68	1,95	2,31	3,20
17,5	—	—	0,85	1,10	1,35	1,64	1,87	2,24	3,05

Fortsetzung von Tabelle 4.1

C_{max} in pF	Z in Ω								
	300	250	200	160	140	120	100	80	60
18,0	—	—	0,80	1,05	1,30	1,60	1,80	2,20	2,90
18,5	—	—	—	1,02	1,25	1,56	1,74	2,16	2,80
19,0	—	—	—	1,00	1,20	1,52	1,67	2,12	2,70
19,5	—	—	—	0,98	1,15	1,48	1,60	2,08	2,63
20,0	—	—	—	0,96	1,10	1,44	1,55	2,04	2,56
20,5	—	—	—	0,92	1,05	1,40	1,50	2,02	2,49
21,0	—	—	—	0,90	1,00	1,36	1,45	2,00	2,45
21,5	—	—	—	—	0,95	1,32	1,40	1,98	2,41
22,0	—	—	—	—	0,90	1,28	1,36	1,94	2,39
22,5	—	—	—	—	—	1,25	1,32	1,90	2,37
23,0	—	—	—	—	—	1,22	1,30	1,86	2,35
23,5	—	—	—	—	—	1,19	1,28	1,82	2,33
24,0	—	—	—	—	—	1,16	1,26	1,78	2,31

Tabelle 4.2 *Leiterlänge l in Abhängigkeit vom Wellenwiderstand Z und der Kapazität* C_{min} bei f_{max} = 800 MHz, (l in cm)

C_{min} in pF	Z in Ω								
	300	250	200	160	140	120	100	80	60
0,5	5,25	6,00	6,50	7,25	7,35	7,75	8,00	—	—
1,0	3,50	4,00	5,00	5,25	5,75	6,15	6,65	7,05	7,65
1,5	2,50	3,00	3,50	4,00	4,50	4,90	5,50	6,05	6,80
2,0	2,00	2,30	2,80	3,25	3,80	4,10	4,63	5,25	6,15
2,5	1,60	1,90	2,35	2,75	3,10	3,50	4,00	4,65	5,50
3,0	1,30	1,63	2,00	2,40	2,75	3,05	3,50	4,10	5,00
3,5	1,12	1,35	1,75	2,10	2,35	2,65	3,10	3,65	4,50
4,0	0,90	1,20	1,50	1,85	2,10	2,35	2,75	3,30	4,15
4,5	0,75	1,00	1,35	1,70	1,90	2,10	2,50	3,00	3,80
5,0	—	0,85	1,20	1,50	1,75	1,95	2,30	2,75	3,45
5,5	—	0,75	1,04	1,35	1,60	1,80	2,10	2,55	3,20
6,0	—	—	0,90	1,25	1,45	1,65	1,90	2,35	3,00
6,5	—	—	—	1,15	1,30	1,50	1,80	2,25	2,80
7,0	—	—	—	1,00	1,15	1,35	1,70	2,05	2,60

Fortsetzung von Tabelle 4.2

C_{min}	Z in Ω								
in pF	300	250	200	160	140	120	100	80	60
7,5	—	—	—	0,90	1,05	1,25	1,60	1,90	2,50
8,0	—	—	—	—	1,00	1,20	1,50	1,80	2,40
8,5	—	—	—	—	0,95	1,15	1,40	1,70	2,25
9,0	—	—	—	—	—	1,10	1,30	1,60	2,12
9,5	—	—	—	—	—	1,05	1,20	1,50	2,00
10,0	—	—	—	—	—	—	1,15	1,42	1,90
10,5	—	—	—	—	—	—	1,10	1,36	1,80
11,0	—	—	—	—	—	—	1,05	1,30	1,75
11,5	—	—	—	—	—	—	1,00	1,25	1,70
12,0	—	—	—	—	—	—	—	1,20	1,65
12,5	—	—	—	—	—	—	—	1,15	1,60

Kapazitätsverhältnis vC in Abhängigkeit vom Wellenwiderstand und der Leiterlänge eingetragen.

Wie man aus dem Zahlenmaterial entnehmen kann, liegt kein linearer Anstieg der Werte vor. Da jedoch der Abstand der einzelnen Werte klein gehalten wurde, kann man den Wertzuwachs zwischen den einzelnen Werten als linear betrachten, ohne daß der Fehler zu groß wird. Auf alle Fälle sind andere Streufaktoren, die beim Aufbau des Topfkreises auftreten, wesentlich größer.

Tabelle 4.5 bis Tabelle 4.7 gelten nur unter den Bedingungen:

a) Ausgangsleitwert der dem Topfkreis vorgeschalteten Röhre
   Y_{II} bei 470 MHz = 7,1 mS
   Y_{II} bei 800 MHz = 15,4 mS
   Schaltkapazität $C_s \approx 3$pF

Unter Berücksichtigung der Schaltkapazitäten ergibt sich somit für den Ausgangsleitwert der Röhre bei

470 MHz $Y_{II} = +j\ 16$ mS und bei 800 MHz $Y_{II} = +j$ 30,45 mS. Der Eingangsleitwert des Topfkreises muß somit sein:

$Y_{E\,470} = -j\ 16$ mS und $Y_{E\,800} = -j\ 30{,}45$ mS.

Tabelle 4.3 Wellenwiderstand Z in Abhängigkeit von der Kapazität C_{max} *und der Leiterlänge l* (Z in Ω)) *bei der Frequenz* $f_0 = 470$ MHz

	C_{max} in pF										
l in cm	2	3	4	5	6	7	8	10	12	15	20
1,00	—	—	—	—	—	—	—	—	270	210	160
1,25	—	—	—	—	—	—	—	275	220	177	132
1,50	—	—	—	—	—	—	280	225	182	150	112
1,75	—	—	—	—	—	280	240	200	160	130	98
2,00	—	—	—	—	280	235	210	170	140	115	85
2,25	—	—	—	300	250	210	185	150	125	102	75
2,50	—	—	—	267	225	190	165	135	112	90	67
2,75	—	—	310	243	205	175	153	123	103	80	60
3,00	—	—	280	223	190	160	140	112	92	73	—
3,25	—	—	260	205	173	147	130	103	85	68	—
3,50	—	—	240	190	160	137	117	95	78	63	—
3,75	—	—	220	175	147	127	110	87	73	—	—
4,00	—	290	205	165	137	117	103	82	68	—	—
4,25	—	270	192	155	127	108	96	77	64	—	—
4,50	—	247	180	145	120	103	90	72	—	—	—
4,75	—	230	170	135	113	97	85	67	—	—	—
5,00	—	215	160	127	105	91	80	63	—	—	—
5,25	—	200	150	120	100	85	75	60	—	—	—
5,50	300	190	142	112	95	80	71	—	—	—	—
5,75	280	180	135	107	90	75	67	—	—	—	—
6,00	260	170	127	102	85	73	63	—	—	—	—
6,25	243	162	122	97	80	70	61	—	—	—	—
6,50	203	155	115	92	77	68	—	—	—	—	—
6,75	215	148	112	87	74	66	—	—	—	—	—
7,00	203	139	107	82	71	64	—	—	—	—	—
7,25	190	131	102	80	68	—	—	—	—	—	—
7,50	180	125	97	78	65	—	—	—	—	—	—
8,00	165	177	87	74	—	—	—	—	—	—	—

Tabelle 4.4 Wellenwiderstand Z in Abhängigkeit von der Kapazität C_{min} *und der Leiterlänge* l (Z in Ω) *bei der Frequenz* $f_o = 800$ MHz

	C_{min} pF										
l in cm	1	1,5	2	3	4	5	6	7	8	10	12
0,75	—	—	—	—	—	265	230	200	165	135	110
1,00	—	—	—	—	265	215	180	157	135	112	90
1,25	—	—	—	310	225	185	155	132	115	95	77
1,50	—	—	—	260	190	155	130	112	97	78	65
1,75	—	—	—	220	165	132	112	92	83	62	—
2,00	—	—	285	192	145	115	97	83	74	—	—
2,25	—	—	250	170	125	102	86	74	65	—	—
2,50	—	305	220	150	112	90	76	65	—	—	—
2,75	—	270	197	135	102	81	68	—	—	—	—
3,00	—	240	178	122	92	73	61	—	—	—	—
3,25	—	220	162	110	83	67	—	—	—	—	—
3,50	300	197	147	100	76	—	—	—	—	—	—
3,75	268	180	137	93	69	—	—	—	—	—	—
4,00	245	165	125	85	63	—	—	—	—	—	—
4,25	225	150	115	77	—	—	—	—	—	—	—
4,50	205	137	106	72	—	—	—	—	—	—	—
4,75	187	127	98	67	—	—	—	—	—	—	—
5,00	172	117	90	—	—	—	—	—	—	—	—
5,25	160	110	82	—	—	—	—	—	—	—	—
5,50	147	102	76	—	—	—	—	—	—	—	—
5,75	135	93	70	—	—	—	—	—	—	—	—
6,00	122	85	64	—	—	—	—	—	—	—	—
6,25	112	77	—	—	—	—	—	—	—	—	—
6,50	102	70	—	—	—	—	—	—	—	—	—
6,75	92	63	—	—	—	—	—	—	—	—	—
7,00	83	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
7,25	74	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
7,50	66	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Tabelle 4.5 Kapazität C_{max} *in Abhängigkeit von der Leiterlänge* l *und des Wellenwiderstandes Z bei der Frequenz* $f_0 = 470$ MHz . (C in pF)

	Z in Ω								
l in cm	300	250	200	160	140	120	100	80	60
3,5	9,8	18,0							
4,0	7,0	11,0	31,0						
4,2	6,0	9,2	18,0						
4,4	5,3	7,8	14,0						
4,6	4,8	6,7	11,2	25,0					
4,8	4,1	5,8	9,8	20,0	34,0				
5,0	3,8	5,2	8,2	16,2	28,0				
5,2	3,5	4,8	7,5	14,2	24,0				
5,4		4,6	7,0	13,0	20,5				
5,6		4,2	6,5	11,5	18,0				
5,8		4,0	6,2	10,5	16,0	31,0			
6,0	2,9	3,8	5,9	9,5	14,0	26,0			
6,2			5,6	8,8	11,8	22,3			
6,4			5,2	8,2	11,7	19,3			
6,6		3,2	5,0	7,5	10,5	17,0			
6,8			4,8	7,0	9,8	15,0			
7,0	2,2	3,0	4,6	6,6	9,0	13,6			
7,2				6,2	8,3	12,3	30,0		
7,4				5,8	7,8	11,3	24,0		
7,6				5,5	7,3	10,5	20,0		
7,8				5,2	6,8	9,7	17,0		
8,0	1,8	2,3	3,3	4,9	6,3	9,0	15,0		
8,2					6,0	8,3	13,3	32,0	
8,4					5,7	7,8	12,2	27,3	
8,6					5,4	7,5	11,5	24,3	
8,8					5,1	7,1	10,8	21,5	
9,0	1,3	2,0	2,2	3,9	4,7	6,7	10,0	19,0	
9,2						6,3	9,5	17,0	
9,4						6,1	8,9	15,0	
9,6						5,9	8,2	13,5	
9,8						5,7	7,8	12,0	34,0

Fortsetzung von Tabelle 4.5

l in cm	Z in Ω								
	300	250	200	160	140	120	100	80	60
10,0	1,1	1,6	2,0	2,8	4,0	5,5	7,5	11,0	32,0
10,1									30,0
10,2									28,8

Tabelle 4.6 Kapazität C_{min} *in Abhängigkeit von der Leiterlänge* l *und dem Wellenwiderstand Z bei der Frequenz* $f_o = 800$ MHz (C in pF)

l in cm	Z in Ω								
	300	250	200	160	140	120	100	80	60
3,5	1,33	1,60							
4,0	1,07	1,35	1,80						
4,5	0,88	1,12	1,47						
5,0	0,75	0,95	1,25	1,70					
5,5	0,64	0,80	1,06	1,43	1,80				
6,0	0,54	0,67	0,90	1,12	1,46	1,85			
6,5	0,45	0,56	0,75	1,02	1,23	1,55			
7,0	0,37	0,45	0,63	0,86	1,03	1,30	1,75		
7,5	0,30	0,39	0,52	0,72	0,86	1,10	1,45		
8,0	0,25	0,32	0,42	0,57	0,70	0,90	1,20	1,75	
8,5	0,17	0,23	0,32	0,45	0,56	0,72	1,00	1,45	
9,0	0,12	0,16	0,23	0,34	0,43	0,56	0,80	1,20	1,85
9,5	0,06	0,08	0,15	0,23	0,30	0,40	0,60	0,95	1,55
10,0		0,03	0,08	0,13	0,18	0,28	0,45	0,75	1,30

Diese Daten entsprechen dem Einsatz der Röhre *PC 86* in Gitterbasisschaltung. Sollen Transistoren zum Einsatz kommen, so müssen die Werte von Tabelle 4.5 bis Tabelle 4.7 mit Gleichung (4.12) unter Berücksichtigung der Ausgangsleitwerte der Transistortypen neu ermittelt werden [16], [17], [18].

4.1.3. Beispiele

Die Berechnung von Topfkreisen wird nun an Hand von einigen Beispielen demonstriert.

Tabelle 4.7 Kapazitätsverhältnis $vC = \frac{C_{max}}{C_{min}}$ *in Abhängigkeit von der Leiterlänge l und dem Wellenwiderstand Z*

l in cm	Z in Ω								
	300	250	200	160	140	120	100	80	60
3,8	7,80								
4,0	6,50	8,00							
4,2	6,00	7,00	9,00						
4,4	5,50	6,50	8,00						
4,6	5,20	5,90	7,20	12,50					
4,8	5,00	5,70	6,80	10,70					
5,0	5,00	5,50	6,50	9,80	14,00				
5,2	5,00	5,50	6,40	9,00	12,50				
5,4	5,00	5,50	6,20	8,60	11,50	20,00			
5,6	5,00	5,50	6,20	8,20	10,60	18,00			
5,8	5,05	5,55	6,20	8,10	10,00	16,00			
6,0	5,10	5,60	6,20	8,00	9,40	14,20			
6,2	5,15	5,70	6,20	7,80	9,10	13,00			
6,4	5,20	5,80	6,25	7,70	8,80	12,20			
6,6	5,30	5,90	6,35	7,65	8,70	11,30			
6,8	5,50	7,00	6,50	7,65	8,60	10,80			
7,0	5,70	6,10	6,70	7,70	8,60	10,50	25,00		
7,2	6,00	6,30	6,90	7,80	8,60	10,20	20,00		
7,4	6,50	6,60	7,20	7,90	8,70	10,00	16,00		
7,6	6,80	6,90		8,00	8,90	9,90	14,00		
7,8	7,00	7,30		8,20	9,00	9,90	13,00	23,00	
8,0	7,50	7,50		8,30	9,20	9,95	12,30	19,00	
8,2		8,00		8,70	9,50	10,10	12,00	18,00	
8,4		8,50		9,20	9,80	10,40	12,00	17,00	
8,6		9,00		9,80	10,20	10,80	12,10	16,20	
8,8		10,00			10,70	11,30	12,30	14,10	

Fortsetzung von Tabelle 4.7

l in cm	Z in Ω								
	300	250	200	160	140	120	100	80	60
9,0		10,80			11,20	11,90	12,80	16,00	
9,2						12,70	13,30	16,10	
9,4						13,50	14,20	16,30	
9,6							15,00	16,60	29,00
9,8								17,00	24,00
10,0								17,80	22,80

1. Beispiel

Es wird ein am Ende kurzgeschlossener $\frac{\lambda}{4}$ durchstimmbarer Topfkreis berechnet. Der Topfkreis soll im UHF-Bereich zwischen 470 MHz und 800 MHz arbeiten. Der eingesetzte Drehkondensator weist bei 800 MHz eine Anfangskapazität von $C_{min} = 2$ pF auf. Der Topfkreisquerschnitt soll gemäß Bild 4.1a ausgelegt werden. Der Wellenwiderstand beträgt 120 Ω. Der Innenleiter weist einen Durchmesser von 3 mm auf.

Gesucht werden:

a) Außenmaß D des Topfkreises
b) Länge des Topfkreises l
c) Endkapazität des Drehkondensators C_{max}.

Nach Umstellung der Gleichung nach Bild 4.1a erhält man für den Außendurchmesser des Topfkreises D = 20 mm.
Mit $C_{min} = 2$ pF und Z = 120 Ω erhält man aus Tabelle 4.2 l = 4,1 cm. Mit Z = 120 Ω und l = 4,1 cm erhält man aus Tabelle 4.1 die Kapazität C_{max} zu 6,5 pF.

2. Beispiel

Ein bereits vorhandener Topfkreis mit einem Wellenwiderstand von Z = 120 Ω wird unter Beibehaltung des Wellenwiderstandes Z mechanisch gekürzt. Seine Länge soll auf l = 3,5 cm reduziert werden. Wie groß sind die Anfangskapazität C_{min} und die Endkapazität C_{max}?

Lösung:

Mit Z = 120 Ω und C_{max} bei l = 3,5 cm sucht man in Tabelle 4.1 den Wert von C_{max} auf. Der Wert l = 3,5 cm ist in der Tabelle 4.2 nicht vorhanden, deshalb wird der nächstliegende Wert l = 3,45 cm entnommen. Hierzu ergibt sich C_{max} = 8 pF. C_{min} mit l = 3,45 cm und Z = 120 Ω entnimmt man der Tabelle 2.4. Hier wird wiederum mit l = 3,5 cm gearbeitet. C_{min} beträgt dann 2,5 pF.

3. Beispiel

Im UHF-Bereich 470 MHz-800 MHz wird ein als Topfkreis ausgelegter Parallelschwingkreis eingesetzt, dessen Resonanzfrequenz mittels Kurzschlußbügels abgestimmt ist (ohne Drehkondensator). Die konstante Kreiskapazität beträgt unabhängig von f_o 3 pF. Z soll wiederum 120 Ω betragen. Es ist die maximale und die minimale Leitungslänge, die mittels des Kurzschlußbügels überstrichen werden muß, festzulegen.

Lösung:

Mit Z = 120 Ω und C = 3 pF ergibt sich aus Tabelle 4.3 bei f_o = 470 MHz l zu 7,75 cm. Dieser Wert muß interpoliert werden, da die Tabelle Z = 120 Ω nicht aufweist. Aus der Tabelle 4.4 ergibt sich mit C = 3 pF und Z = 120 Ω (Tabellenwert 122 Ω) l zu 3 cm. Die Leiterlänge muß also mindestens 7,75 cm lang sein, wobei der Kurzschlußbügel zwischen l = 3 cm und l = 7,75 cm arbeitet.

4. Beispiel

Die kapazitive Belastung eines Topfkreises ist über dem betrachteten Frequenzband nicht konstant. Sie beträgt bei 800 MHz C_{min} = 2 pF und bei 470 MHz C_{max} = 20 pF. Die Abstimmung erfolgt ebenfalls mittels Kurzschlußbügels. Der Wellenwiderstand beträgt 120 Ω. Gesucht wird die Leitungslänge bei 470 MHz und 800 MHz.

Lösung:

Mit C_{min} bei 800 MHz ergibt sich bei Z = 120 Ω aus Tabelle 4.4 l zu 4,12 cm (interpolierter Wert). Mit C_{max} = 20 pF und Z = 120 Ω erhält man aus Tabelle 4.3 bei 470 MHz l zu 1,38 cm

(interpolierter Wert). Der Topfkreis muß für den vorgesehenen Frequenzbereich also mindestens 4,12 cm lang sein.

5. Beispiel

Eine mit einer Röhre *PC 86* bestückte UHF-Vorstufe arbeitet auf einem Topfkreis, der mit einem Drehkondensator abgeschlossen ist.

Der Frequenzbereich beträgt 470 bis 800 MHz, die maximale Länge des Topfkreises 8 cm, der Wellenwiderstand $Z = 120\,\Omega$.

Gesucht : a) Anfangskapazität des Drehkondensators
b) Endkapazität des Drehkondensators
c) Kapazitätsverhältnis vC.

Lösung:

Mit $Z = 120\,\Omega$ und $l = 8$ cm erhält man aus Tabelle 4.5 bei $f_o = 470$ MHz C_{max} zu 9 pF. Mit $Z = 120\,\Omega$ und $l = 8$ cm erhält man bei $f_o = 800$ MHz aus Tabelle 4.6 C_{min} zu 0,9 pF.

Aus Tabelle 4.7 erhält man das Kapazitätsverhältnis mit $l = 8$ cm und $Z = 120\,\Omega$ zu vC = 1:9,95.

4.1.4. Berechnung angezapfter Leitungskreise mit Diagrammen

Abschließend zu diesem Abschnitt wird noch kurz auf eine Methode eingegangen, mit deren Hilfe es möglich ist, auch angezapfte Leitungskreise schnell und mit ausreichender Genauigkeit unter Verwendung von Diagrammen zu berechnen. Zu diesen Berechnungen sind drei Diagramme erforderlich. Mit dem Diagramm nach Bild 4.6 werden die Verhältnisse zwischen λ und f zum Produkt $C \cdot Z$ (pF · Ω) mit der Leiterlänge l als Parameter dargestellt. Das Diagramm in Bild 4.7 basiert auf der Gleichung des Übersetzungsverhältnisses

$$\ddot{u} = \frac{R'}{R_a} = \frac{\sin 2\pi \frac{l}{\lambda}}{\sin 2\pi \frac{x}{\lambda}}. \qquad (4.13)$$

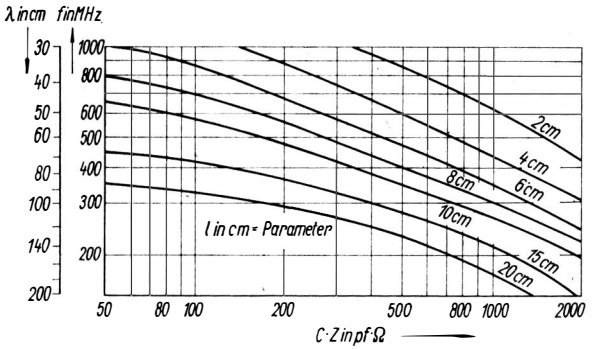


Bild 4.6 Diagramm zur Bestimmung von $C \cdot Z$ aus l und λ

Mit dieser Gleichung läßt sich der an den Leitungsanfang transformierte Widerstand R′ berechnen, wenn am Punkt x am Innenleiter der Außenwiderstand R_a angeschlossen wird. Bei Leitungskreisen, kürzer $\frac{\lambda}{8}$ geht die Gleichung in

$$\ddot{u} \sqrt{\frac{R_i}{R_a}} = \frac{l}{x} \text{ über .} \tag{4.14}$$

Das Diagramm zeigt die Verhältnisse zwischen ü und $\frac{x}{\lambda}$ mit $\frac{l}{\lambda}$ als Parameter.

Für die Bandbreite bei einem Verstärkungsabfall auf 70 % gilt die Beziehung

$$B = \frac{1}{2 \pi R C}. \tag{4.15}$$

Diese Beziehung läßt sich dem Diagramm Bild 4.8 entnehmen.

Zur Anwendung der Diagramme ein Beispiel:

Eine Röhre mit einem Innenwiderstand von $R_i = 5$ kΩ und einer Ausgangskapazität von $C_a = 3$ pF arbeitet auf einem 4 cm langen Leitungskreis, der einen Wellenwiderstand von $Z = 120$ Ω aufweist.

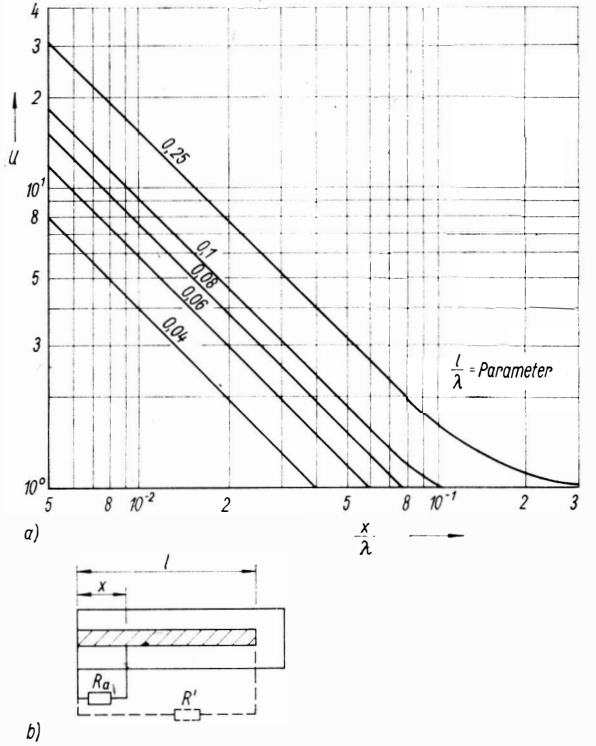


Bild 4.7 Diagramm zur Bestimmung von x/λ aus ü und l/λ

Es wird gesucht:

a) Welche Zusatzkapazitäts C_z it am Leitungsanfang erforderlich, wenn der Leitungskreis auf einer Frequenz von $f_o = 470$ MHz arbeiten soll?

b) Wo ist der Leitungskreis anzuzapfen, wenn $R_a = 50\ \Omega$ sein soll?

c) Wie groß ist B bei verlustlosem Leitungskreis?

Lösung:

Zu a) Mit dem Wert der Frequenz $f_o = 470$ MHz und der Leitungslänge $l = 4$ cm findet man im Diagramm Bild 4.6 die Werte $C \cdot Z \approx 900$ pFΩ. Daraus ergibt sich mit bekannten Z:

$$C = \frac{900 \text{ pF}\Omega}{120\,\Omega} = 7{,}5 \text{ pF}.$$

Die Zusatzkapazität: $C_z = C - C_a = 7{,}5 \text{ pF} - 3 \text{ pF} = 4{,}5 \text{ pF}$; λ wird mit ≈ 67 cm abgelesen.

Zu b) Das Verhältnis $\frac{l}{\lambda} = \frac{4 \text{ cm}}{67 \text{ cm}} = 0{,}06$ ergibt sich weiterhin nach Gleichung (4.14)

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R'}{R_a}} \approx \frac{l}{x} = \sqrt{\frac{5000\,\Omega}{50\,\Omega}} = 10.$$

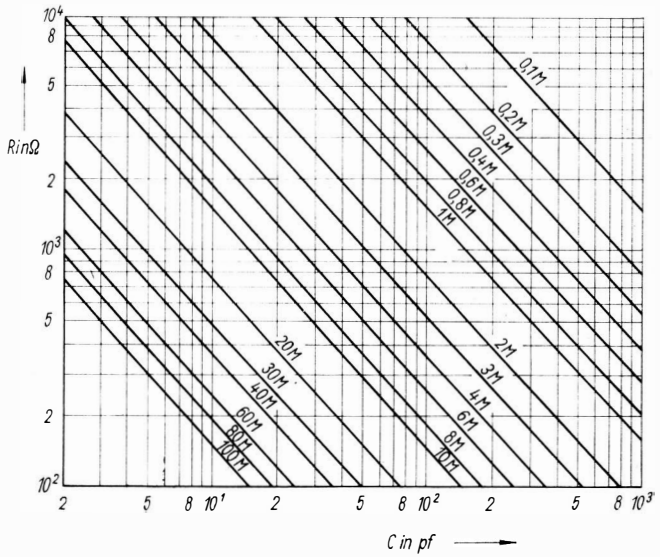


Bild 4.8 Diagramm zur Bestimmung der Bandbreite

Der Wert ü = 10 wird im Diagramm Bild 4.7 aufgesucht und im Schnittpunkt dieses Wertes mit dem Parameter $\frac{l}{x} = 0{,}06$ das Lot auf die Abzisse gefällt. Dort findet man den Wert $\frac{x}{\lambda} = 5{,}8 \cdot 10^{-2}$. x ergibt sich dann zu $x = 5{,}8 \cdot 10^{-2} \cdot \lambda = 5{,}8 \cdot 10^{-2} \cdot 67$ cm = 3,88 cm. R_a muß man also gemäß Bild 4.7b im Abstand von 3,88 cm vom Leitungsanfang entfernt anschließen.

Zu c) Der Kreis ist mit R_i parallel R′ bedämpft. Somit gilt: $R_i \,|R' = 5\ k\Omega|\ 5\ k\Omega = 2{,}5\ k\Omega$. Im Diagramm Bild 4.8 wird mit C = 7,5 pF und R = 2,5 kΩ als Parameter die Bandbreite mit B = 8 MHz gefunden [19], [20].

5. Spezielle Anwendungen von Filterschaltungen

Im folgenden Abschnitt werden einige Anwendungsfälle von Filterschaltungen besprochen, die im eigentlichen Sinne bereits mit den besprochenen Gleichungen und Tabellen berechenbar sind. Da diese Anwendungsfälle jedoch in der Amateurpraxis recht oft vorkommen, sollen hierfür vereinfachte Berechnungsmethoden zur Anwendung kommen.

5.1. Die Stromreinigerkette

Die durch Gleichrichtung von Wechselspannungen erzeugten Gleichspannungen können in der Mehrzahl der Fälle nicht direkt zur Stromversorgung elektronischer Geräte verwendet werden, da ihre Welligkeit noch zu groß ist. Mit Tiefpässen läßt sich die Welligkeit dieser Gleichspannungen stark reduzieren. Derartige Tiefpässe bezeichnet man als Stromreinigerketten. Die Dimensionierung solcher Schaltungen ist von der gleichgerichteten Frequenz abhängig. Im vorliegenden Falle soll die praktische Dimensionierung nur für 50 Hz und 100 Hz Brummspannungsfrequenz erfolgen. Man unterscheidet Schaltungen mit und ohne Ladekondensator. Auf jeden Fall beginnt die Siebschaltung mit der Induktivität.

Die Siebwirkung einer solchen Siebschaltung wird durch den Siebfaktor S beschrieben. Der Siebfaktor stellt das Verhältnis der Eingangsbrummspannung U_1 zur Ausgangsbrummspannung U_2 dar. Für eine eingliedrige Siebschaltung gemäß Bild 5.1 gilt

$$\frac{U_1}{U_2} = S = \omega^2_{Br}\, LC\,. \tag{5.1}$$

Besteht ein solches Filter aus mehreren Gliedern, wie es

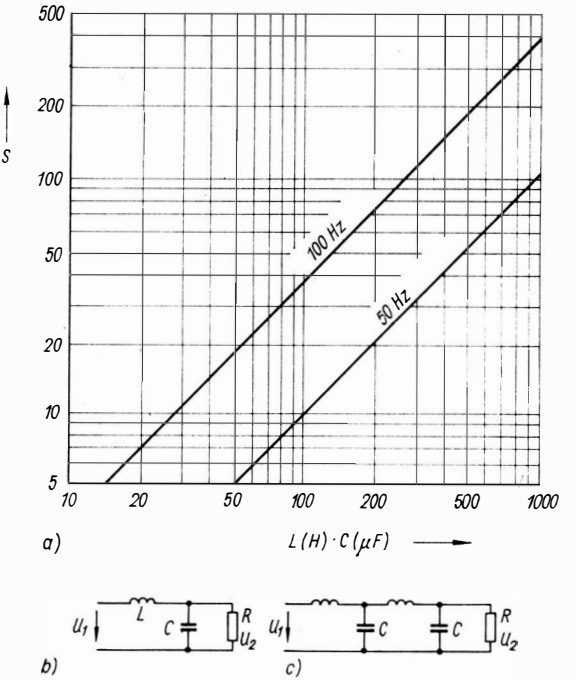


Bild 5.1 Diagramm zur Bestimmung von L · C aus S und f_{brumm}

Bild 5.1 zeigt, so ist der Gesamtsiebfaktor gleich dem Produkt der einzelnen Siebfaktoren.

Die Abhängigkeit des Produktes L · C vom Siebfaktor bei den Brummfrequenzen 100 Hz und 50 Hz kann dem Diagramm Bild 5.1 entnommen werden.

Beispiel

Nach einer Brückengleichrichtung steht eine Eingangsspannung $U_1 = 15$ V am Eingang einer zweigliedrigen Siebschaltung. Die zugelassene Welligkeit U_2 am Ausgang der Siebschaltung darf 0,3 % betragen. U_2 ist somit 0,05 V groß. Der

Siebfaktor ergibt sich aus $\frac{U_1}{U_2} = \frac{15\ V}{0{,}05\ V} = 300$. Da es sich hier um eine zweigliedrige Siebkette handelt, ergibt sich S zu $S = \sqrt{300} = 17{,}3$. Gewählt wird $S = 20$. Mit dem Wert von S erhält man aus Diagramm Bild 5.1 bei 100 Hz: $L \cdot C = 55$. Es werden eingesetzt $C = 500\ \mu F$ und L gleich $\frac{55}{500} = 110$ mH.

5.2. Resonanzdrosseln in Heizkreisen

Zur Verdrosselung von gleichstromführenden Leitungen z. B. Heizleitungen in UKW-Empfängern verwendet man $\frac{\lambda}{2}$-Spulen. Die Drahtlänge ist also $\frac{\lambda}{2}$ der niedrigsten zu empfangenden Frequenz. Für kurze Spulen mit dem Verhältnis von l zu $D = 3$ (s. Bild 5.2) gilt $l = 0{,}4 \cdot \lambda$. Unter der Annahme eines Kupferfüllfaktors von 0,9 gilt mit dem Drahtdurchmesser d:

$$D = 0{,}37 \cdot n \cdot d \qquad (5.2)$$

(n — Windungszahl).

Mit dieser Gleichung und Einbeziehung von λ ergibt sich schließlich

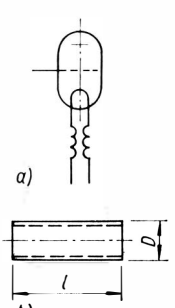


Bild 5.2
Resonanzdrosselabmessung für Heizkreisleitungen

$$D = \frac{400 \cdot \lambda}{n \cdot \pi} \text{ in m (5.3) und } n = \frac{128 \cdot \lambda}{D} \text{ in } \frac{m}{mm} \qquad (5.4)$$

und

$$d = \frac{0{,}0213 \cdot D}{\lambda} \text{ in } \frac{mm^2}{m}. \qquad (5.5)$$

Ein Beispiel zur Anwendung:

$f = 100$ MHz, $D = 5$ mm, $l = 3D = 15$ mm, $n = \frac{128 \cdot 3}{5}$

$= 77$ Windungen $\qquad d = \frac{0{,}0213 \cdot 25}{3} = 0{,}18$ mm .

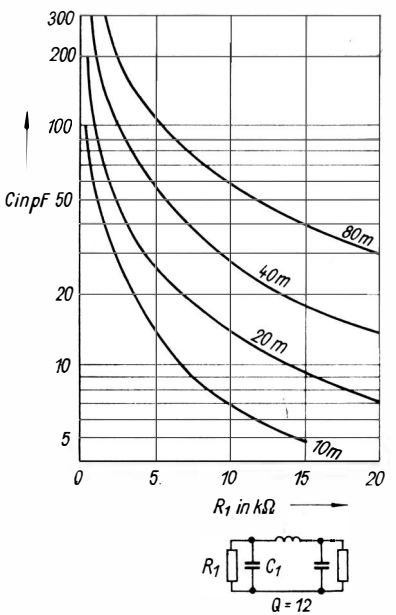


Bild 5.3 Diagramm zur Bestimmung von C_1 aus R_1 und dem Frequenzband

5.3. Das *Collins*-Filter

Als *Collins*-Filter bezeichnet man lineare unsymmetrische Vierpole, die meist für Anpassungszwecke eingesetzt werden. So sind diese Filter vielfach zur Anpassung von Senderendstufen an Antennen eingesetzt. Zur praktischen Dimensionierung solcher Filter müssen die einander anzupassenden Impedanzen R_1 und R_2 bekannt sein. Um eine ausreichende Oberwellenunterdrückung zu erreichen, soll die Güte Q zwischen 10 und 20 liegen. Es werden deshalb relativ große Kapazitäten eingesetzt.

Aus dem Diagramm Bild 5.3 läßt sich bei einer Güte $Q = 12$ die erforderliche Eingangskapazität C_1 bei gegebenen Eingangsimpedanzen R_1 bis 20 kΩ bei vier verschiedenen Frequenzbändern ablesen. Aus dem Diagramm Bild 5.4 läßt sich bei bekannten Impedanzverhältnis $R_1 : R_2$ und dem aus Bild

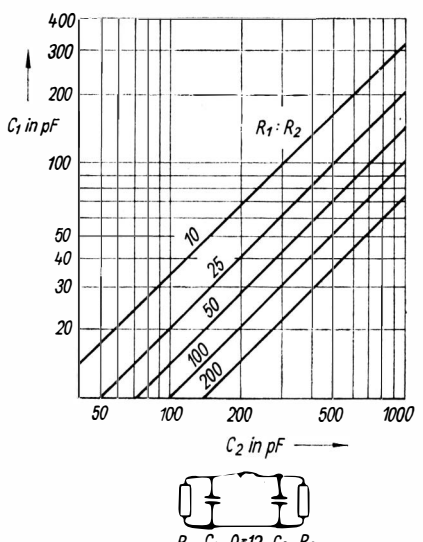


Bild 5.4 Diagramm zur Bestimmung von C_2 aus $R_1 : R_2$ und C_1

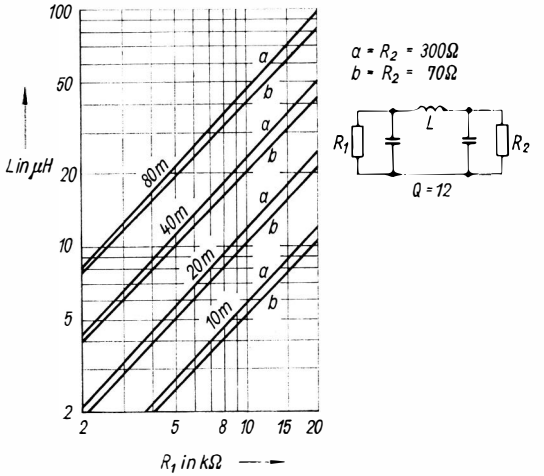


Bild 5.5 Diagramm zur Bestimmung von L

5.3 ermittelten Kondensator C_1 die Größe von C_2 ermitteln. Das Diagramm Bild 5.5 gestattet schließlich, mit der Eingangs- und Ausgangsimpedanz die Selbstinduktion für verschiedene Frequenzbänder zu ermitteln. Wobei als Ausgangsimpedanz zwei übliche Werte (a und b) zugrunde gelegt wurden.

6. Tabellenanhang

Abschließend sollen noch einige Tabellen aufgeführt werden, die für den Praktiker bei der Berechnung von Resonanzkreisen aller Art mitunter eine Rechenerleichterung darstellen. Vor allen Dingen bei Überschlagsberechnungen stellen solche Tabellen ein Hilfsmittel dar [21], [22].

Tabelle 6.3 Umrechnung von Hz, kHz, MHz in cm, dm, m

gegeben f in	λ in cm	λ in dm	λ in m
Hz	$\frac{3 \cdot 10^{10}}{\text{Hz}}$	$\frac{3 \cdot 10^{9}}{\text{Hz}}$	$\frac{3 \cdot 10^{8}}{\text{Hz}}$
kHz	$\frac{3 \cdot 10^{7}}{\text{kHz}}$	$\frac{3 \cdot 10^{6}}{\text{kHz}}$	$\frac{3 \cdot 10^{5}}{\text{kHz}}$
MHz	$\frac{3 \cdot 10^{4}}{\text{MHz}}$	$\frac{3 \cdot 10^{3}}{\text{MHz}}$	$\frac{3 \cdot 10^{2}}{\text{MHz}}$

gegeben: λ in	Hz	kHz	MHz
cm	$\frac{3 \cdot 10^{10}}{\text{cm}}$	$\frac{3 \cdot 10^{7}}{\text{cm}}$	$\frac{3 \cdot 10^{4}}{\text{cm}}$
dm	$\frac{3 \cdot 10^{9}}{\text{dm}}$	$\frac{3 \cdot 10^{6}}{\text{dm}}$	$\frac{3 \cdot 10^{3}}{\text{dm}}$
m	$\frac{3 \cdot 10^{8}}{\text{m}}$	$\frac{3 \cdot 10^{5}}{\text{m}}$	$\frac{3 \cdot 10^{2}}{\text{m}}$

Tabelle 6.1 Wellenlängen- und Frequenzeinteilung

Langwelle	LW	3000 m ...	1000 m =	100 kHz ... 300 kHz
	auch	3000 m ...	800 m =	100 kHz ... 375 kHz
Mittelwelle	MW	1000 m ...	100 m =	300 kHz ... 3 MHz
	auch	800 m ...	150 m =	375 kHz ... 2 MHz
Kurzwelle	KW	100 m ...	10 m =	3 MHz ... 30 MHz
	auch	150 m ...	10 m =	2 MHz ... 30 MHz
Ultrakurzwelle	UKW	10 m ...	1 m =	30 MHz ... 300 MHz
Dezimeterwelle	dmW	10 dm ...	1 dm =	300 MHz ... 3 GHz
Zentimeterwelle	cmW	10 cm ...	1 cm =	3 GHz ... 30 GHz
Millimeterwelle	mmW	10 mm ...	1 mm =	30 GHz ... 300 GHz

Tabelle 6.2 Englische Frequenzbezeichnungen

VLF	Very Low Frequency	Myriameter-Wellen	unter 30 kHz
LF	Low Frequency	Kilometer-Wellen	30 ... 300 kHz
MF	Medium Frequency	Hektometer-Wellen	300 kHz ... 3 MHz
HF	High Frequency	Dekameter-Wellen	3 ... 30 MHz
VHF	Very High Frequency	Meter-Wellen	30 ... 300 MHz
UHF	Ultra High Frequency	Dezimeter-Wellen	300 MHz ... 3 GHz
SHF	Super High Frequency	Zentimeter-Wellen	3 GHz ... 30 GHz
EHF	Extremely High Frequency	Millimeter-Wellen	30 GHz ... 300 GHz

Tabelle 6.4 Beziehungen zwischen elektrischen Maßeinheiten

Wechselstrom:

$$\text{Volt} = \frac{\text{Watt}}{\text{Amp.} \cdot \cos\varphi} = \text{Amp.} \cdot \text{Ohm} \cdot \cos\varphi = \sqrt{\text{Watt} \cdot \text{Ohm}}$$

$$\text{Ampere} = \frac{\text{Watt}}{\text{Volt} \cdot \cos\varphi} = \frac{1}{\cos\varphi} \cdot \sqrt{\frac{\text{Watt}}{\text{Ohm}}} = \frac{\text{Volt}}{\text{Ohm} \cdot \cos\varphi}$$

$$\text{Ohm} = \frac{\text{Volt}}{\text{Amp.} \cdot \cos\varphi} = \frac{\text{Watt}}{\text{Amp.}^2 \cdot \cos^2\varphi} = \frac{\text{Volt}^2}{\text{Watt}}$$

$$\text{Watt} = \text{Volt} \cdot \text{Amp.} \cdot \cos\varphi = \text{Amp.}^2 \cdot \text{Ohm} \cdot \cos^2\varphi = \frac{\text{Volt}^2}{\text{Ohm}}$$

Gleichstrom:

$$\text{Volt} = \frac{\text{Watt}}{\text{Amp.}} = \text{Amp.} \cdot \text{Ohm} = \sqrt{\text{Watt} \cdot \text{Ohm}}$$

$$\text{Ampere} = \frac{\text{Watt}}{\text{Volt}} = \sqrt{\frac{\text{Watt}}{\text{Ohm}}} = \frac{\text{Volt}}{\text{Ohm}}$$

$$\text{Ohm} = \frac{\text{Volt}}{\text{Amp.}} = \frac{\text{Watt}}{\text{Amp.}^2} = \frac{\text{Volt}^2}{\text{Watt}}$$

$$\text{Watt} = \text{Amp.} \cdot \text{Volt} = \text{Amp.}^2 \cdot \text{Ohm} = \frac{\text{Volt}^2}{\text{Ohm}}$$

Tabelle 6.5 Wechselstromwiderstand von Induktivitäten

Induktivität	50 Hz	400 Hz	5 kHz	Frequenz 200 kHz
500 H	0,157 MΩ	1,26 MΩ	15,7 MΩ	630 MΩ
200 H	0,063 MΩ	0,504 MΩ	6,3 MΩ	252 MΩ
100 H	0,031 MΩ	0,252 MΩ	3,14 MΩ	126 MΩ
50 H	15,7 kΩ	0,126 MΩ	1,57 MΩ	63 MΩ
20 H	6,3 kΩ	0,05 MΩ	0,63 MΩ	25,2 MΩ
10 H	3,14 kΩ	0,025 MΩ	0,30 MΩ	12,6 MΩ
50 mH	15,7 Ω	126 Ω	1,57 kΩ	63 kΩ
20 mH	6,3 Ω	50 Ω	0,63 kΩ	25,2 kΩ
10 mH	3,14 Ω	25 Ω	0,31 kΩ	12,6 kΩ
5 mH	1,57 Ω	12,6 Ω	157 Ω	6,3 kΩ
2 mH	0,63 Ω	5,04 Ω	63 Ω	2,52 kΩ
1 mH	0,314 Ω	2,52 Ω	31,4 Ω	1,26 kΩ
0,5 mH	0,157 Ω	1,26 Ω	15,7 Ω	630 Ω
0,2 mH	0,063 Ω	0,504 Ω	6,3 Ω	252 Ω
0,1 mH	0,0314 Ω	0,252 Ω	3,14 Ω	126 Ω
0,05 mH	0,0157 Ω	0,126 Ω	1,57 Ω	63 Ω
0,02 mH	0,0063 Ω	0,0504 Ω	0,63 Ω	25,2 Ω
0,01 mH	0,0031 Ω	0,0252 Ω	0,314 Ω	12,6 Ω

468 kHz	600 kHz	1,5 MHz	5 MHz	30 MHz
1480 MΩ	1890 MΩ	4700 MΩ	15700 MΩ	95000 MΩ
590 MΩ	755 MΩ	1890 MΩ	6300 MΩ	38000 MΩ
295 MΩ	377 MΩ	945 MΩ	3140 MΩ	19000 MΩ
148 MΩ	189 MΩ	470 MΩ	1570 MΩ	9500 MΩ
59 MΩ	75,5 MΩ	189 MΩ	630 MΩ	3800 MΩ
29,5 MΩ	37,7 MΩ	94,5 MΩ	314 MΩ	1900 MΩ
150 kΩ	190 kΩ	470 kΩ	1,57 MΩ	9,5 MΩ
60 kΩ	76 kΩ	190 kΩ	630 kΩ	3,8 MΩ
30 kΩ	38 kΩ	95 kΩ	314 kΩ	1,9 MΩ
14,8 kΩ	18,9 kΩ	47 kΩ	157 kΩ	950 kΩ
5,9 kΩ	7,6 kΩ	18,9 kΩ	63 kΩ	380 kΩ
2,9 kΩ	3,8 kΩ	9,5 kΩ	31,4 kΩ	190 kΩ
1,48 kΩ	1,89 kΩ	4,7 kΩ	15,7 kΩ	95 kΩ
0,59 kΩ	755 Ω	1,89 kΩ	6,3 kΩ	38 kΩ
295 Ω	377 Ω	950 Ω	3,14 kΩ	19 kΩ
148 Ω	189 Ω	470 Ω	1,54 kΩ	9,5 kΩ
59 Ω	75,5 Ω	189 Ω	630 Ω	3,8 kΩ
29,5 Ω	37,7 Ω	94,5 Ω	314 Ω	1,9 kΩ

Tabelle 6.6 Wechselstromwiderstand von Kapazitäten

Kapazität	50 Hz	400 Hz	5 kHz	Frequenz 200 kHz
8 µF	398 Ω	49,7 Ω	3,98 Ω	0,100 Ω
6 µF	530 Ω	66,4 Ω	5,30 Ω	0,133 Ω
2 µF	1,59 kΩ	199 Ω	15,90 Ω	0,398 Ω
1 µF	3,18 kΩ	398 Ω	31,80 Ω	0,795 Ω
0,5 µF	6,35 kΩ	796 Ω	63,50 Ω	1,59 Ω
0,2 µF	15,90 kΩ	1,99 kΩ	159,00 Ω	3,98 Ω
0,1 µF	31,80 kΩ	3,98 kΩ	318,00 Ω	7,95 Ω
50 nF	63,50 kΩ	7,96 kΩ	635,00 Ω	15,90 Ω
20 nF	159 kΩ	19,90 kΩ	1,59 kΩ	39,80 Ω
10 nF	318 kΩ	39,80 kΩ	3,18 kΩ	79,50 Ω
5 nF	635 kΩ	79,60 kΩ	6,35 kΩ	159 Ω
2 nF	1,59 MΩ	199 kΩ	15,90 kΩ	398 Ω
1 nF	3,18 MΩ	398 kΩ	31,80 kΩ	795 Ω
500 pF	6,35 MΩ	796 kΩ	63,50 kΩ	1,59 kΩ
200 pF	15,90 MΩ	1,99 MΩ	159 kΩ	3,98 kΩ
100 pF	31 MΩ	3,98 MΩ	318 kΩ	7,95 kΩ
50 pF	63,5 MΩ	7,96 MΩ	635 kΩ	15,90 kΩ
20 pF	159 MΩ	19,90 MΩ	1,59 MΩ	39,80 kΩ
10 pF	318 MΩ	39,80 MΩ	3,18 MΩ	79,50 kΩ

468 kHz	600 kHz	1,5 MHz	5 MHz	30 MHz
0,0425 Ω	0,033 Ω	0,0133 Ω	0,00398 Ω	0,00066 Ω
0,0570 Ω	0,044 Ω	0,0177 Ω	0,0053 Ω	0,00088 Ω
0,1700 Ω	0,132 Ω	0,053 Ω	0,0159 Ω	0,00265 Ω
0,3400 Ω	0,265 Ω	0,106 Ω	0,0318 Ω	0,00530 Ω
0,6800 Ω	0,53 Ω	0,212 Ω	0,0635 Ω	0,0106 Ω
1,70 Ω	1,32 Ω	0,53 Ω	0,159 Ω	0,0265 Ω
3,40 Ω	2,65 Ω	1,06 Ω	0,318 Ω	0,053 Ω
6,80 Ω	5,30 Ω	2,12 Ω	0,635 Ω	0,106 Ω
17,0 Ω	13,30 Ω	5,30 Ω	1,59 Ω	0,265 Ω
34,0 Ω	26,50 Ω	10,60 Ω	3,18 Ω	0,530 Ω
68,0 Ω	53 Ω	21,20 Ω	6,35 Ω	1,06 Ω
170 Ω	132 Ω	53,00 Ω	15,90 Ω	2,85 Ω
340 Ω	265 Ω	106 Ω	31,80 Ω	5,30 Ω
680 Ω	530 Ω	212 Ω	63,50 Ω	10,6 Ω
1,7 kΩ	1,32 kΩ	530 Ω	159 Ω	26,5 Ω
3,4 kΩ	2,65 kΩ	1,06 kΩ	318 Ω	53,0 Ω
6,8 kΩ	5,30 kΩ	2.12 kΩ	635 Ω	106 Ω
17,0 kΩ	13,20 kΩ	5,30 kΩ	1,59 kΩ	265 Ω
34,0 kΩ	26,50 kΩ	10,60 kΩ	3,18 kΩ	530 Ω

Tabelle 6.7 Umrechnung Frequenz—Wellenlänge

MHz (m)	m (MHz)	MHz (m)	m (MHz)	MHz (m)	m (MHz)	MHz (m)	m (MHz)
20,0	15,000	17,0	17,647	14,0	21,428	11,0	27,273
19,9	15,075	16,9	17,751	13,9	21,583	10,9	27,523
19,8	15,151	16,8	17,857	13,8	21,739	10,8	27,778
19,7	15,228	16,7	17,964	13,7	21,898	10,7	28,037
19,6	15,306	16,6	18,072	13,6	22,059	10,6	28,302
19,5	15,385	16,5	18,182	13,5	22,222	10,5	28,571
19,4	15,464	16,4	18,293	13,4	22,388	10,4	28,846
19,3	15,544	16,3	18,405	13,3	22,556	10,3	29,126
19,2	15,625	16,2	18,519	13,2	22,727	10,2	29,412
19,1	15,707	16,1	18,633	13,1	22,901	10,1	29,703
19,0	15,789	16,0	18,750	13,0	23,077	10,0	30,000
18,9	15,873	15,9	18,868	12,9	23,256	9,9	30,303
18,8	15,947	15,8	18,987	12,8	23,437	9,8	30,612
18,7	16,043	15,7	19,108	12,7	23,622	9,7	30,928
18,6	16,129	15,6	19,231	12,6	23,810	9,6	31,250
18,5	16,216	15,5	19,355	12,5	24,000	9,5	31,579
18,4	16,304	15,4	19,480	12,4	24,193	9,4	31,915
18,3	16,403	15,3	19,608	12,3	24,390	9,3	32,258
18,2	16,483	15,2	19,737	12,2	24,590	9,2	32,608
18,1	16,574	15,1	19,867	12,1	24,793	9,1	32,967
18,0	16,667	15,0	20,000	12,0	25,000	9,0	33,333
17,9	16,760	14,9	20,134	11,9	25,210	8,9	33,708
17,8	16,854	14,8	20,270	11,8	25,424	8,8	34,091
17,7	16,949	14,7	20,408	11,7	25,641	8,7	34,483
17,6	17,000	14,6	20,548	11,6	25,862	8,6	34,884
17,5	17,143	14,5	20,690	11,5	26,087	8,5	35,294
17,4	17,242	14,4	20,833	11,4	26,316	8,4	35,714
17,3	17,341	14,3	20,979	11,3	26,549	8,3	36,145
17,2	17,442	14,2	21,127	11,2	26,786	8,2	36,585
17,1	17,544	14,1	21,276	11,1	27,027	8,1	37,037

kHz (m)	m (kHz)	kHz (m)	m (kHz)	kHz (m)	m (kHz)
950	315,79	750	400,00	550	545,45
940	319,16	740	405,40	540	555,55
930	322,58	730	410,96	530	566,03
920	326,09	720	416,67	520	576,79
910	329,67	710	422,57	510	588,24
900	333,33	700	428,57	500	600,00
890	337,08	690	434,78	450	666,67
880	340,91	680	441,18	400	750,00
870	344,83	670	447,76	350	857,14
860	348,84	660	454,54	300	1000
850	352,94	650	461,54	250	1200
840	357,14	640	468,75	200	1500
830	361,45	630	476,19	150	2000
820	365,85	620	483,87	100	3000
810	370,37	610	491,80	80	3750
800	375,00	600	500,00	60	5000
790	379,75	590	508,47	40	7500
780	384,61	580	517,24	20	15000
770	389,61	570	526,32	10	30000
760	394,74	560	535,71	5	60000

Die Spaltenwerte sind untereinander austauschbar!
z. B. 2000 kHz = 150 m, es ist aber auch 2000m = 150 kHz!

MHz (m)	m (MHz)	MHz (m)	m (MHz)	kHz (m)	m (kHz)	kHz (m)	m (kHz)
8,0	37,500	5,0	60,000	2000	150,00	1250	240,00
7,9	37,975	4,9	61,224	1900	157,89	1240	241,93
7,8	38,461	4,8	62,500	1800	166,67	1230	243,90
7,7	38,961	4,7	63,830	1700	176,47	1220	245,90
7,6	39,474	4,6	65,217	1600	187,50	1210	247,93
7,5	40,000	4,5	66,667	1500	200,00	1200	250,00
7,4	40,540	4,4	68,182	1490	201,34	1190	252,10
7,3	41,096	4,3	69,767	1480	202,70	1180	254,24
7,2	41,667	4,2	71,429	1470	204,08	1170	256,41
7,1	42,254	4,1	73,171	1460	205,48	1160	259,62
7,0	42,857	4,0	75,000	1450	206,90	1150	260,87
6,9	43,478	3,9	76,923	1440	208,33	1140	263,16
6,8	44,118	3,8	78,947	1430	209,79	1130	265,49
6,7	44,776	3,7	81,080	1420	211,27	1120	267,86
6,6	45,455	3,6	83,333	1410	212,77	1110	270,27
6,5	46,154	3,5	85,714	1400	214,28	1100	272,73
6,4	46,874	3,4	88,235	1390	215,83	1090	275,23
6,3	47,619	3,3	90,909	1380	217,39	1080	277,78
6,2	48,387	3,2	93,750	1370	218,98	1070	280,37
6,1	49,180	3,1	96,774	1360	220,59	1060	283,02
6,0	50,000	3,0	100,000	1350	222,22	1050	285,71
5,9	50,847	2,9	103,45	1340	223,88	1040	288,46
5,8	51,724	2,8	107,14	1330	225,56	1030	291,26
5,7	52,631	2,7	111,11	1320	227,27	1020	294,12
5,6	53,571	2,6	115,38	1310	229,01	1010	297,03
5,5	54,545	2,5	120,00	1300	230,77	1000	300,00
5,4	55,555	2,4	125,00	1290	232,56	990	303,03
5,3	56,604	2,3	130,43	1280	234,38	980	306,12
5,2	57,693	2,2	136,36	1270	236,22	970	309,28
5,1	58,824	2,1	142,86	1260	238,10	960	312,50

7. Literatur und Quellenangabe

[1] *Schröder, H.*: Elektrische Nachrichtentechnik, 1. Band, Berlin-Borsigwalde 1959

[2] *Meinke, H./ Gundlach, F. W.*: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Berlin 1956

[3] *Wagner, K. W.*: Einführung in die Lehre von den Schwingungen und Wellen, Wiesbaden 1947

[4] *Schröder, H.*: Elektrische Nachrichtentechnik, 1 Band, Berlin-Borsigwalde 1959

[5] *Vilbig, F.*: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Leipzig 1954

[6] *Pelz, G.*: Berechnung von Filtern, Funktechnik, 1966, Heft 6, Seite 206

[7] Handbuch der Hochfrequenztechnik, Band 1—4, Berlin 1952

[8] *Schröder, H.*: Elektrische Nachrichtentechnik, 1. Band, Berlin-Borsigwalde 1959

[9] *Feldtkeller, R.*: Einführung in die Vierpoltheorie, Stuttgart 1950

[10] *Feldtkeller, R.*: Einführung in die Hochfrequenzbandfilter, Stuttgart 1953

[11] *Prass, P.*: Optimale Dimensionierung belasteter Zweikreis-Bandfilter, Funktechnik, 1961, Heft 3, Seite 79

[12] *Gundlach, F. W.*: Grundlagen der Höchstfrequenztechnik, Goslar 1950

[13] *Sittner, R./ Minner, W.*: Diagramme zur einfachen Berechnung von Zweikreis-Bandfiltern mit beliebiger Kopp-

lung, Telefunken Röhren- und Halbleitermitteilungen Nr. 601064, Ulm 1964

[14] *Meinke, H./ Gundlach, F. W.*: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Berlin 1956

[15] *Kammerlohr, J.*: Einführung in die Hochfrequenztechnik, Füssen 1957

[16] *Ocker, H.*: Schwingkreise im Band IV und V, Telefunken Röhren- und Halbleitermitteilungen Nr. 581148

[17] *Megla, G.*: Dezimeterwellentechnik, Leipzig 1951

[18] *Schweitzer, H.*: Dezimeterwellenpraxis, Berlin 1956

[19] *Wegner, J.*: Diagramme zur Bemessung von Leitungskreisen, Radio und Fernsehen, 1968, Heft 5, Seite 149

[20] *Rebensburg, H.*: Abstimmbarer Gegentakttopfkreis, Radio und Fernsehen, 1967, Heft 13, Seite 60

[21] (22) Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Band 1—4, Berlin 1952